radioelektronik

5 '83

miesięcznik
elektroników
radioamatorów
i krótkofalowców

WYDAWNICTWO NOT SIGMA

PL ISSN 0137-6802



Radioelektronik

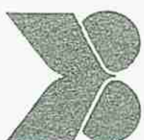
MAJ 1983 ● ROCZNIK XXXIV (48)

5 '83

Cd. na III str. okł.

WYDAWNICTWO

NACZELNA ORGANIZACJA TECHNICZNA – *CZASOPISM I KSIĄŻEK TECHNICZNYCH*



SIGMA

ul. Świętokrzyska 14a
00-950 Warszawa
skrytka pocztowa 1004

Adres redakcji: ul. Nowowiejska 1, 00-643 Warszawa
Telefon: 25-29-85

Artykułów nie zamówionych redakcja nie zwraca.
Redakcja zastrzega sobie prawo dokonywania skrótów nadsyłanych materiałów

WARUNKI PRENUMERATY

Instytucje i zakłady pracy zlokalizowane w miastach wojewódzkich i pozostałych miastach, w których znajdują się siedziby oddziałów RSW „Prasa-Książka-Ruch" zamawiają prenumeratę w tych oddziałach.
Instytucje i zakłady pracy zlokalizowane w miejscowościach, gdzie nie ma oddziałów RSW „Prasa-Książka-Ruch" i na terenach wiejskich, opłacają prenumeratę w urzędach pocztowych i u doręczycieli.
Osoby fizyczne – indywidualne zamieszkałe na wsi i w miejscowościach, gdzie nie ma oddziałów RSW „Prasa-Książka-Ruch", opłacają prenumeratę w urzędach pocztowych i u doręczycieli.
Osoby fizyczne zamieszkałe w miastach, siedzibach oddziałów RSW „Prasa-Książka-Ruch", opłacają prenumeratę wyłącznie w urzędach pocztowych nadawczo-oddawczych, właściwych dla miejsca zamieszkania prenumeratora.
Wpłaty dokonują na r-k bankowy Central Kolportażu Prasy i Wydawnictw ul. Towarowa 28, 00-958 Warszawa, NBP XV Oddział w Warszawie, nr 1153-201045-139-11.
Cena prenumeraty krajowej: roczna 480 zł, półroczna 240 zł, kwartalna 120 zł.
Prenumeratę ze zleceniem wysyłki za granicę przyjmuje RSW „Prasa-Książka-Ruch", Centrala Kolportażu Prasy i Wydawnictw, ul. Towarowa 28, 00-958 Warszawa, konto j.w. Prenumerata ze zleceniem wysyłki za granicę pocztą zwykłą jest droższa od prenumeraty krajowej o 50% dla zleceniodawców indywidualnych i o 100% dla zlecających instytucji i zakładów pracy.
Terminy przyjmowania prenumeraty
Od prenumeratorów indywidualnych zamieszkałych w miastach, siedzibach oddziałów RSW „Prasa-Książka-Ruch":
– do 31 maja 1983 r. na III kwartał i II półrocze roku bieżącego,
– do 31 sierpnia 1983 r. na IV kwartał roku bieżącego.
Od instytucji, zakładów pracy i prenumeratorów indywidualnych zamieszkałych na wsi i w małych miasteczkach do dnia 10 miesiąca poprzedzającego okres prenumeraty.

Druk: Zakłady Graficzne „Dom Słowa Polskiego" w Warszawie. Zam. 923/CD. Nakład 200 000 egz. Ark. druk. 4,5. Skład techniką fotograficzną. Cena zł 40. Numer zamknięto 30 III 1983 r. M-91

Cyfrowe odbiorniki telewizyjne staną się wkrótce rzeczywistością. Obróbka sygnałów cyfrowych zamiast analogowych zapewnia nie tylko wyższą jakość odbioru, lecz zapowiada również w najbliższej przyszłości obniżenie kosztów produkcji. Amerykańska firma Zenith przewiduje produkcję odbiorników cyfrowych przy wykorzystaniu opracowanych przez firmę ITT-Intermetall, działającą w RFN, układów scalonych już w 1983 r. Również w laboratoriach RCA w Princeton pracuje się intensywnie nad cyfrowym telewizorem. Ponadto własne koncepcje układowe rozwijają inni producenci półprzewodników, jak Philips, Volvo i Sony. Układy scalone dla telewizji cyfrowej, opracowywane przez RCA, mają należeć do tzw. „szybkich", w których szerokość ścieżki zostanie zmniejszona z obecnie uzyskiwanych 3 μm do 0,8 μm. Tego typu układy będą miały tę zaletę, że będą mogły również służyć za kilka lat do zrealizowania „telewizji wysokiej jakości" odznaczającej się podwojoną liczbą linii w obrazie (HDTV) przy jednoczesnej jej kompatybilności z obecnym systemem. Według opinii RCA obecna tendencja do wdrożenia w niedalekiej przyszłości HDTV będzie ekonomicznie uzasadniona jedynie pod warunkiem zastosowania układów cyfrowych i zapewnienia kompatybilności nowej koncepcji z istniejącymi obecnie normami przesyłania obrazu.

Francuska telewizja przewiduje uruchomienie wkrótce IV programu TV za oddzielną opłatą abonamentową. Podobny system znany jest już od dawna w krajach anglosaskich pod nazwą „Pay TV". Program IV będą mogli odbierać tylko ci telewidzowie, którzy zakupią do swoich odbiorników specjalny dekoder w cenie około 150 dol. Program IV będzie wysyłany przez sieć 67 stacji TV, które dotychczas nadawały obraz o standardzie 819 linii, ulegającym obecnie likwidacji. Prognozy przewidują stopniowy wzrost abonentów IV programu i osiągnięcie liczby 2,4 mln w 1995 r. Miesięczny abonament ma kosztować około 15 dol. Piąty program TV francuskiej będzie realizowany począwszy od 1986 r. na bazie bezpośredniego odbioru satelitarnego.

Na konferencji ITU (International Telecomunication Union) w Nairobi obradującej na temat rozdziału pasm częstotliwości między poszczególne kraje, nastąpiła zapowiadana konfrontacja między państwami uprzemysłowionymi i państwami Trzeciego Świata. Po otrzymaniu w Radzie Administracyjnej dodatkowych przydziału miejsc, kraje rozwijające się postanowiły wykorzystać swoją przewagę i zarezerwować na użytek własny szereg pasm częstotliwości do wykorzystania przez łączność satelitarną za pośrednictwem przyszłych własnych satelitów geostacjonarnych. Państwa zachodnie zdecydowały się bronić swych dotychczasowych pozycji. Szczególnie drastyczne stanowisko zajął przedstawiciel USA, który szukał wsparcia dla obrony pasm przewidzianych dla amerykańskiego systemu kosmicznego radaru wojskowego. O przyznanie tych samych pasm dla celów radiowych i telewizyjnych wystąpiły jednocześnie rządy krajów rozwijających się. USA zajęły w czasie konferencji sztywną pozycję, dając jednocześnie do zrozumienia, że zamierzają osiągnąć porozumienie w tej sprawie poza ITU.

W związku z rozwojem automatycznego nagrywania programów na taśmie magnetowidów w czasie nieobecności użytkownika, szereg stacji telewizyjnych w RFN wprowadziło od 1.01.1983 r. oznaczanie każdej audycji kodem cyfrowym poprzedzającym emisję. Kod ten będzie włączał odpowiednio zaprogramowany magnetowid (lub na żądanie telewizor). System kodowania umożliwiający identyfikację programu został opracowany przez firmę Blaupunkt. W odbiorniku zaopatrzonym w dekoder następuje porównanie wysłanego ze stacji nadawczej kodu z zapisem w pamięci programatora. W przypadku stwierdzenia zgodności sprzęt zostaje samoczynnie włączony. Przewiduje się wprowadzenie zapisu do programatora bezpośrednio z wydrukowanego w prasie programu telewizyjnego za pomocą ołówka świetlnego, przesuwanego wzdłuż wydrukowanego szyfru, ujętego w odpowiednio rozstawione paski o różnej grubości.

Coraz większa liczba urządzeń elektronicznych powszechnego użytku współpracujących ze sobą w jednym mieszkaniu wymaga coraz bardziej skomplikowanej ich obsługi. Aby nie odstraszać użytkowników od zakupu nowych rodzajów sprzętu elektronicznego, laboratoria wielu firm przygotowują specjalne programatory. Firma Philips zademonstrowała model urządzenia sterującego o nazwie D2B (domestic digital bus), który zgrywa funkcje różnych urządzeń po jednym naciśnięciu odpowiedniego przycisku (fot. niżej). Na przykład włącza ono kolejno magnetowid, telewizor, ustawia magnetowid na właściwy rodzaj pracy, wyszukuje odpowiednie miejsce na taśmie, uruchamia nagrywanie, a po jego zakończeniu ustawia taśmę w pozycji gotowej do odtwarzania zarejestrowanej emisji na ekranie. Zapowiedź upowszechnienia się różnorakich terminali domowych, monitorów i drukarek stwarza duże zapotrzebowanie na tego typu urządzenie sterujące. Podczas, gdy D2B koordynuje zewnętrznie sprzęt współpracujący ze sobą, każde urządzenie sterowania układami wewnętrznymi musi być wyposażone w odbiornik znormalizowanych sygnałów, który w postaci układu scalonego Inter IC (I2C) został również opracowany przez Philipsa.

W lipcu 1982 r. firma Bell System uruchomiła pierwsze handlowe połączenie wideofoniczne o nazwie Picturephone, między Waszyngtonem i Nowym Jorkiem. W początkowej fazie będzie ono służyć do odbywania telekonferencji, co zaoszczędzi czas i koszty podróży. Niemniej jest to usługa dość droga. Godzina

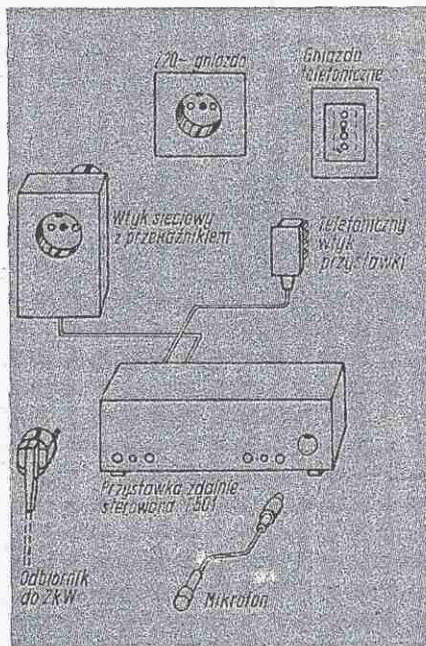


konferencyjna kosztuje na wymienionej trasie 1340 dol., zaś między Nowym Jorkiem i Los Angeles będzie kosztować 2380 dol. przy korzystaniu ze studia firmowego. Zainstalowanie urządzeń we własnym biurze wymaga zainwestowania 117 500 dol. Można je również wypożyczać za opłatą 11 760 dol. miesięcznie. Bell planował wyposażenie 14 miast w Picturephone jeszcze w 1982 r. oraz 28 dalszych miast w 1983 r., przewidując że obowiązki „protokólanta" będą pełnić magnetowidy. Warto przypomnieć, że Bell zainstalował po raz pierwszy jednokierunkowy wówczas wideofon na tej samej trasie już w 1928 r.

Firma Sanyo Electric ma zamiar rozpocząć w br. sprzedaż telewizorów kieszonkowych z ekranem wykonanym z ciekłych kryształów (LCD), o przekątnej 3 i 4 cale. Prototypy obu modeli zostały zademonstrowane na Japońskiej Wystawie Elektroniki w Tokio. Każdy element LCD jest wzbudzany tranzystorami typu FET. Na trzycalowym ekranie znajduje się 120×160 elementów. Jest to drugi z kolei pomysł skonstruowania ekranu telewizyjnego, składającego się z matrycy LCD pobudzanej indywidualnymi tranzystorami, zrealizowanymi w Japonii. Pierwszy był wykonany na pojedynczym podkładzie krzemowym i wykorzystywał konwencjonalne tranzystory MOS.

Wychodząc z przekonania, że posługiwanie się komputerem będzie wkrótce należeć do powszechnych zwyczajów współczesnego społeczeństwa, angielskie państwowe towarzystwo radiowo-telewizyjne BBC zorganizowało kursy telewizyjne wiedzy o komputerze (10 lekcji po 25 minut), wyposażając abonentów w specjalnie skonstruowany do tego celu mikrokomputer. Poziom wykładów jest przystosowany do uczestnictwa laików zarówno dorosłych jak i dzieci. Koszt podstawowego urządzenia szkoleniowego wynosi 600 dol. Szkoły mogą je zakupić za połowę ceny. Według prognoz ponad połowa dorosłej ludności W. Brytanii zamierza przyswoić sobie umiejętność korzystania z informatyki. Urządzenie BBC zostało specjalnie opracowane przez inżynierów BBC oraz specjalistów z uniwersytetu z Cambridge. M.in. zawiera ono syntezator muzyczny. Jako ekran dla niego może służyć odbiornik telewizyjny. Do zapisu podstawowych programów służy połączenie ze zwykłym magnetofonem kasetowym. Oprócz podstawowego sprzętu BBC dostarcza również swoim telewidzom „software" (programy) nagrany na kasetach (niektóre bezpłatnie) lub na tzw. floppy disc. Zawierają one bardzo różnorodną treść: od gier elektronicznych, przez instruktaż o sposobie finansowania budowy domku, po kursy matematyki czy muzyki. Ponadto każdy, kto dysponuje telewizorem zaopatrzonym w dekoder videotekstu, może rejestrować w domu programy wysyłane systematycznie przez nadajnik BBC.

W RFN opracowano przyrząd do zdalnego włączania za pośrednictwem sieci telefonicznej urządzeń elektrycznych. Przyrząd ten o kryptonimie F501 powstał na zlecenie ministerstwa badań i techniki w porozumieniu z władzami pocztowymi. Umożliwia on wydanie dyspozycji na dowolną odległość i otrzymanie potwierdzenia jej wykonania. Aparat zdalnego sterowania pracuje jako przystawka do telefonu, podobnie jak magnetofon rejestrujący zgłoszenie w razie nieobecności abonenta. Jest on włączany bezpośrednio do gniazda sieci telefonicznej, zaś do sieci elektrycznej za pomocą specjalnego wtyku zawierającego przekaźnik do łączenia z siecią urządzenia sterowanego (rys. niżej). Wydanie dyspozycji może nastąpić z każdego aparatu telefonicznego, w tym również z automatu. Po usłyszeniu nagranego na taśmę tekstu zgłoszenia gotowość do pracy, nadawca zaopatrzony w specjalny nadajnik akustyczny przykłada go do mikrofonu i uruchamia znajdujący się na nim przełącznik, wysyłając w ten sposób zakodowany rozkład włączenia, wyłączenia lub przełączenia. Aparat zdalnego sterowania potwierdza realizację każdego polecenia. Działa on, oczywiście tylko wówczas, gdy nadajnik akustyczny posługuje się właściwym kodem. Kod ten można w obu urządzeniach dowolnie ustawiać. Odmiana modelu F501 o nazwie F501BS służy ponadto do akustycznego nadzoru pomieszczenia za pomocą mikrofonu. W ten sposób można nawet śledzić zachowanie pozostawionych w domu dzieci.



W ZSRR przygotowano produkcję segmentowego zestawu Hi-Fi typu mini o nazwie Orbita 002. W jego skład wchodzą: tuner, przedwzmacniacz, korektor barwy (equalizer) i wzmacniacz 2×50 W. Przedwzmacniacz zawiera wskaźnik wysterowania oparty na sześciu diodach świecących. Tuner jest przystosowany do 6 stacji UKF wstępnie zaprogramowanych. Do współpracy z tym zestawem przewidziano magnetofon kasetowy, wykonany w dwóch wersjach: Majak 010 i Majak 120. Obydwa magnetofony mają kieszeń kasetową umieszczoną na przedniej ścianie. Przystosowane są do użycia kilku rodzajów taśmy, wyposażone we wskaźniki wysterowania z diodami świecącymi i systemem redukcji szumów. Równomierność przesuwu taśmy wynosi ± 0,16%, zaś szerokość pasma przenoszenia 40...14 000 Hz przy odstępie sygnału od szumu równym 60 dB (po włączeniu reduktora szumów). „Majak 120" zawiera urządzenie pamięciowe, zaś „Majak 010" jest wyposażony w układ do automatycznego wyszukiwania wybranych nagrań z taśmy.

Niemal cały odbiornik radiowy FM został zintegrowany na 1 chipie o powierzchni 3,5 mm^2 przez laboratorium firmy Philips. Poza układem scalonym znalazł się tylko obwód strojenia, kilka kondensatorów, wzmacniacz mocy i głośnik lub słuchawki. Jego producentem są zakłady Philipsa w Hamburgu. Chip, który pobiera 9 mA przy 6 V zasilania, jest produkowany w dwóch wersjach: jako 18-końcówkowy (dual-in-line) oraz w mikrominiaturowej obudowie z 16 końcówkami. Cały odbiornik będzie tak mały, że zmieści się w rozmiarach zapalniczki lub zegarka.

Upaństwowiony przez socjalistyczny rząd francuski koncern radiowy Thomson-Brandt (T-B) staje się stopniowo firmą wielonarodową. Po wykupieniu kilku firm zachodnioniemieckich (Nordmende, Dual) T-B zgłosił w listopadzie 1982 r. gotowość nabycia 75,5% akcji firmy Grundig, największego zachodnioniemieckiego producenta elektronicznego sprzętu konsumpcyjnego, którego pozostałe akcje należą już od pewnego czasu do Philipsa. Mimo, iż transakcja ta nie znajduje poparcia zachodnioniemieckich związków zawodowych oraz jest blokowana przez tamtejszy Urząd Kartelowy, przypuszcza się, że przedsięwzięcie dojdzie do skutku. Obserwatorzy są zdania, że decyzja w tej sprawie została podjęta na szczeblu rządowym, aby stworzyć siłę zdolną przeciwstawić się konkurencji japońskiej. T-B w nowej sytuacji rozporządzałby mocą produkcyjną w zakresie sprzętu powszechnego użytku, równoważną tej, jaką dysponuje Philips.

Słuchawki Hi-Fi

Rozwój konstrukcyjny słuchawki elektromagnetycznej z membraną stalową jest ściśle związany z historią telefonii. Słuchawki elektromagnetyczne znalazły również zastosowanie w radiofonii, w pierwszych latach jej rozwoju, głównie jako przetwornik elektroakustyczny współpracujący z radiofonicznymi odbiornikami detektorowymi („kryształkowymi"). Głównymi ich zaletami były: duża czułość, wielka impedancja dobrze „dopasowana" do współpracy z lampą wyjściową małej mocy lub układem odbiornika detektorowego oraz prostota konstrukcji i związana z tym względnie niska cena. Kardynalnym niedostatkiem słuchawek elektromagnetycznych są kiepskie parametry jakościowe: wąskie pasmo przetwarzanych częstotliwości i wielkie zniekształcenia nieliniowe.

Pomysł słuchawki dynamicznej (magnetoelektrycznej) z cewką poruszającą się w polu magnesu trwałego zrodził się dawno, bowiem odpowiedni patent firmy Siemens pochodzi z 1877 r. Brak zapotrzebowania na słuchawki tego rodzaju spowodował, że pomysł nie owocował praktycznie aż do czasu rozwinięcia się techniki Hi-Fi, jeśli nie liczyć bardzo małej ilości słuchawek dynamicznych produkowanych dla potrzeb profesjonalnych.

W latach 50-tych wraz z rozwojem techniki Hi-Fi pojawiło się masowe zapotrzebowanie na słuchawki wysokiej jakości wykorzystywane bezpośrednio do odsłuchu audycji, bądź służące jako urządzenie pomocnicze do kontroli audycji przy jej zapisywaniu na taśmie magnetofonowej. Obok słuchawek dynamicznych pojawiły się elektrostatyczne słuchawki Hi-Fi (w klasie słuchawek najdroższych o najlepszych parametrach jakościowych). Stanowią one jednak niewielki procent wytwarzanych słuchawek.

Do najbardziej znanych producentów słuchawek należą: w Europie – AKG, Bayer, Sennheiser, w USA – Koss, w Japonii – Pioneer.

W kraju Zakłady Tonsil wytwarzają dobre słuchawki nagłowne trzech typów: SN50, SN60 i SN62.

Główne zalety, które przyczyniły się do rozpowszechnienia odsłuchu słuchawkowego są następujące:

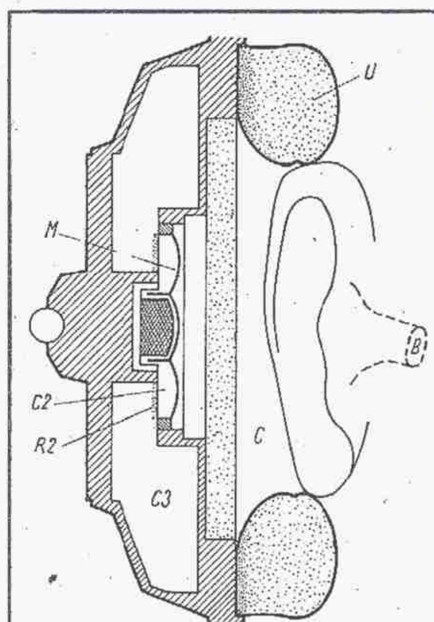
- bardzo dobre przetwarzanie szerokiego pasma częstotliwości, a szczególnie znakomite przetwarzanie najmniejszych częstotliwości (basów),
- możność słuchania przy wysokim poziomie głośności bez przeszkadzania sąsiadom i członkom rodziny,
- możliwość indywidualnego słuchania muzyki bez względu na warunki mieszkaniowe i zajęcia pozostałych domowników, przy wysokim stopniu „wyłączenia się" z otaczającego środowiska,
- mała moc wyjściowa wzmacniaczy niezbędna do zasilania słuchawek, a więc i możliwość zmniejszenia wysokości wydatków na nabycie zestawu elektroakustycznego.

Do wad odsłuchu słuchawkowego należy zaliczyć:

- zauważalne nieprawidłowości w lokalizacji pozornych źródeł dźwięku i perspektywie akustycznej, występujące podczas odsłuchu audycji przeznaczonych do „normalnego" odtwarzania głośnikowego (przy odsłuchu specjalnych nagrań wykonanych przy zastosowaniu mikrofonów umieszczonych w „sztucznej głowie" efekt jest znakomity, lepszy niż uzyskiwany za pomocą dobrych głośnikowych instalacji stereofonicznych),
- ucisk odczuwany przy dłuższym korzystaniu ze słuchawek niezbyt lekkich,
- ograniczenie ruchów spowodowane sznurem łączącym słuchawki z aparaturą.

SŁUCHAWKI ZAMKNIĘTE

Większość wytwarzanych słuchawek dynamicznych należy do rodzaju tzw. słuchawek zamkniętych. Na rysunku 1 przedstawiono przekrój dynamicznej słuchawki zamkniętej i schemat ucha z bębenkiem. Jeżeli założymy, że muszla słuchawki z uszczelnieniem (U) przylega dobrze do głowy słuchacza, to cały układ można uznać za zamknięty. Z jednej strony membrany znajduje się wypełniona powietrzem przestrzeń C2 i połączona z nią przez przegrodę tłumiącą R2, komora C3. Z drugiej strony membrany znajduje się przestrzeń C zamknięta bębenkiem ucha (B). Przy zasilaniu słuchawki sygnałem o stałym napięciu i zmianie częstotliwości, przy częstotliwości około 4 kHz następuje zmiana warunków działania układu akustycznego. Przy małych i średnich częstotliwościach (gdy długość fali akustycznej wynosi od 17 m do 8...10 cm) wymiary komory C są małe w stosunku do długości fali i działa ona jako ciśnieniowa komora sprzęgająca membranę M z bębenkiem B. Przy wielkich częstotliwościach akustycznych w komorze C pojawiają się zjawiska związane z falowym rozprzestrzenianiem się drgań membrany (gdy odległość bębenka B od membrany M jest większa od 1/4 długości fali). Wraz z opisaną wyżej zmianą warunków przenoszenia energii między membraną i bębenkiem następuje również zmiana warunków roboczych samej słuchawki jako przetwornika elektroakustycznego. W zakresie pierwszym słuchawkę należy rozpatrywać jako przetwornik pracujący między dwiema małymi zamkniętymi komorami (C i C3). W zakresie drugim słuchawkę można w uproszczeniu porównać do zespołu głośnikowego w obudowie zamkniętej pracującej w zakresie wielkich częstotliwości.



Rys. 1. Dynamiczna słuchawka zamknięta – zasada działania
M – membrana, B – bębenek ucha, C – komora między membraną i bębenkiem, C2 – przestrzeń za membraną, C3 – komora w obudowie słuchawki, R2 – przegroda tłumiąca, U – uszczelnienie

Parametry słuchawki zamkniętej zależą głównie od: masy membrany wraz z cewką i podatności jej zawieszenia, objętości komory C3 i charakterystyki przegrody tłumiącej R2 (lub inaczej rozwiązanego konstrukcyjnie tłumienia membrany M).

Jest oczywiste, że niedokładne przyleganie słuchawek do głowy słuchacza i spowodowane tym pojawienie się szczeliny w komorze C zmienia warunki pracy słuchawki. Szczelina bocznikuje układ powodując straty objawiające się znacznym pogorszeniem przetwarzania najmniejszych częstotliwości akustycznych. Ta zależność parametrów charakterystyki przenoszenia słuchawki od szczelności jej przylegania do ucha słuchacza (mają na to wpływ: kształt małżowiny usznej, włosy, wielkość i kształt głowy oraz rozmiary i właściwości mechaniczne słuchawek) jest największym niedostatkiem słuchawek zamkniętych. Dodatkową wadą jest sprzyjanie poceniu się uszu, wobec zupełnie szczelnego ich osłonięcia muszlą słuchawki.

Zaletą słuchawek zamkniętych jest dobre oddzielanie od szumów i hałasów otocze-

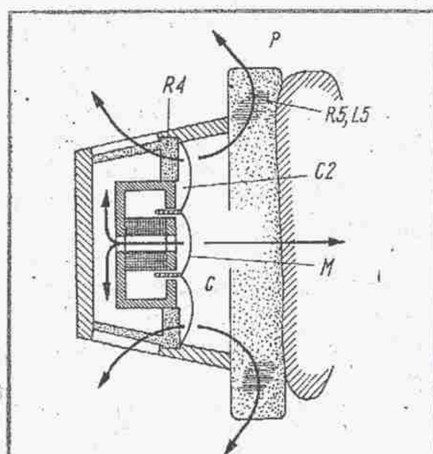
nia. Pomiary laboratoryjne wykazały, że tłumienie przesłuchu dźwięków niepożądanych wynosi, zależnie od producenta i typu, co najmniej 13...20 dB. Drugą zaletą jest znakomite przetwarzanie najmniejszych nawet częstotliwości akustycznych od kilkunastu herców poczynając, bowiem sama zasada ich działania polegająca na sprzężeniu pneumatycznym membrany z bębenkiem ucha sprzyja wysokiej sprawności przetwarzania tych częstotliwości, przy małych zniekształceniach nieliniowych.

SŁUCHAWKI OTWARTE

Słuchawki otwarte można porównać do małych głośników umieszczonych blisko uszu. Słuchawki otwarte mają kilka bezsprzecznych zalet, jak:

- względnie małą zależność charakterystyki przenoszenia od szczelności ich przylegania do małżowiny usznej słuchacza,
- zapewniają lepszą wentylację ucha w czasie odsłuchu,
- nie powodują uczucia „oddzielenia" od otaczającego środowiska, co jest psychologicznie korzystne, o ile nie zachodzi konieczność silnego stłumienia szumów i hałasów,
- możliwe jest skonstruowanie słuchawek lekkich (70...170 g).

Na rysunku 2 przedstawiono zasadę rozwiązania konstrukcyjnego słuchawek otwartych. Tylna strona membrany M nie jest zamknięta odpowiednią komorą, lecz łączy się z wolną przestrzenią przez przegrodę tłumiącą R4. Przednia strona membrany promieniuje w kierunku otworu usznego. Między obudową słuchawki i małżowiną uszną znajduje się pierścień P (lub często krążek) z porowatego materiału, zastępujący klasyczną muszlę słuchawki z wałkiem uszczelniającym. Pierścień ten nie stanowi sobą absolutnej przegrody akustycznej, lecz określoną rezystancję akustyczną (R5) i masę akustyczną (L5). Parametry tego pierścienia (P) mają duży wpływ na działanie słuchawek. O ile np. gęstość materiału, z którego jest on wykonany będzie wielka, to wartość rezystancji akustycznej R5 będzie również wielka i działanie słuchawek będzie zbliżone do zamkniętych. W klasycznych słuchawkach otwartych wartość tej rezystancji jest niewielka, z czego wynika, że również membrana jest obciążona małą rezystancją akustyczną i dla wytworzenia dostatecznego ciśnienia akustycznego przy małych częstotliwościach musi mieć znaczną amplitudę drgań. Częstotliwość rezonansowa układu drgającego (membrany z cewką) powinna być, podobnie jak w przypadku głośników, mała. Aby jednocześnie masa układu drgającego nie była



Rys. 2. Dynamiczna słuchawka owarta – zasada działania
M – membrana, C – przestrzeń między membraną i bębenkiem ucha, P – pierścień z materiału porowatego, R4 – przegroda z materiału tłumiącego, R5, L5 – otwory w materiale porowatym przedstawiające sobą określoną rezystancję akustyczną i określoną impedancję akustyczną

zbyt duża, co nie sprzyjałoby dobremu przetwarzaniu wielkich częstotliwości akustycznych, zawieszenie układu drgającego powinno być bardzo miękkie (wielka wartość podatności zawieszenia). W niektórych rozwiązaniach uzyskuje się to przez zawieszenie układu drgającego na resorze o kształcie promieniście rozchodzących się pasków, przy czym zewnętrzne obrzeże membrany jest w zasadzie swobodne.

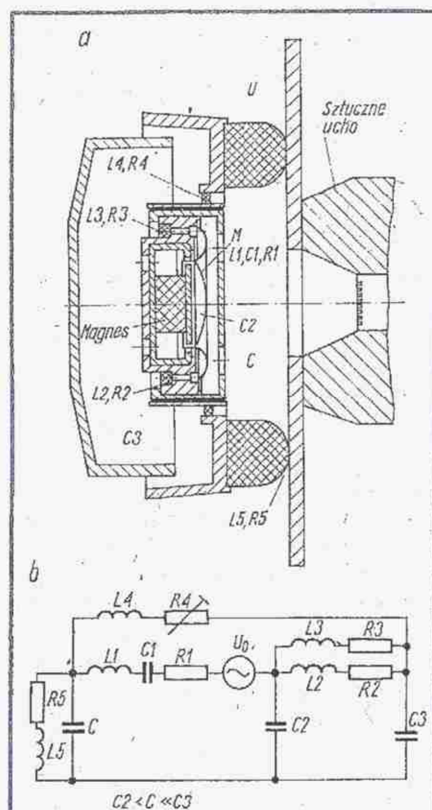
Porowaty pierścień (krążek) znajdujący się między słuchawką właściwą i małżowiną uszną powinien spełniać jeszcze jedną funkcję – tłumić rezonans układu akustycznego utworzonego z przestrzeni C między membraną i uchem i masy akustycznej L5 (rezonans Helmholtza). Z tych względów własności materiału, z którego jest wykonany ten pierścień i jego rozmiary są bardzo krytyczne.

Wytwarzane są również słuchawki otwarte o innej konstrukcji, a mianowicie: muszla słuchawki z pierścieniem uszczelniającym jest rozwiązana podobnie jak w słuchawkach zamkniętych, a odpowiednie połączenie przestrzeni przyusznej z otoczeniem zapewniają otwory rozmieszczone po zewnętrznej stronie muszli słuchawki, przesłonięte odpowiednim materiałem porowatym.

Na rysunku 3a przedstawiono przekrój słuchawki skonstruowanej wg wspomnianej nieco odmiennej zasady, którą to słuchawkę można nazwać „półotwartą".

Na rysunku są zaznaczone elementy układu akustycznego słuchawek znane już częściowo z wyżej zamieszczonych opisów. Na rysunku 3b jest przedstawiony uproszczony zastępczy układ słuchawki z rys. 3a, który warto zanalizować nieco dokładniej.

Parametry L1, C1 i R1 odnoszą się do układu drgającego słuchawki (masa, podatność zawieszenia i straty w zawieszeniu). Wielkość C reprezentuje podatność akustyczną przestrzeni między membraną i bębenkiem ucha. Napięcie wytwarzane przez źródło Uo na tej pojemności układu zastępczego odpowiada ciśnieniu akustycznemu wytwarzanemu w przewodzie słuchowym i na powierzchni bębenka ucha. L5 i R5 odpowiadają nieszczelnościom między słuchawką i uchem. Znaczna szczelina będzie odpowiadała małej wartości L5 i bardzo małej wartości R5. Łatwo zauważyć, że bocznikują one wartość C i wpływają w istotny sposób na przenoszenie energii i parametry układu. C2, L2 i R2 dotyczą tylnej strony membrany. I tak: C2 odpowiada podatności prze-



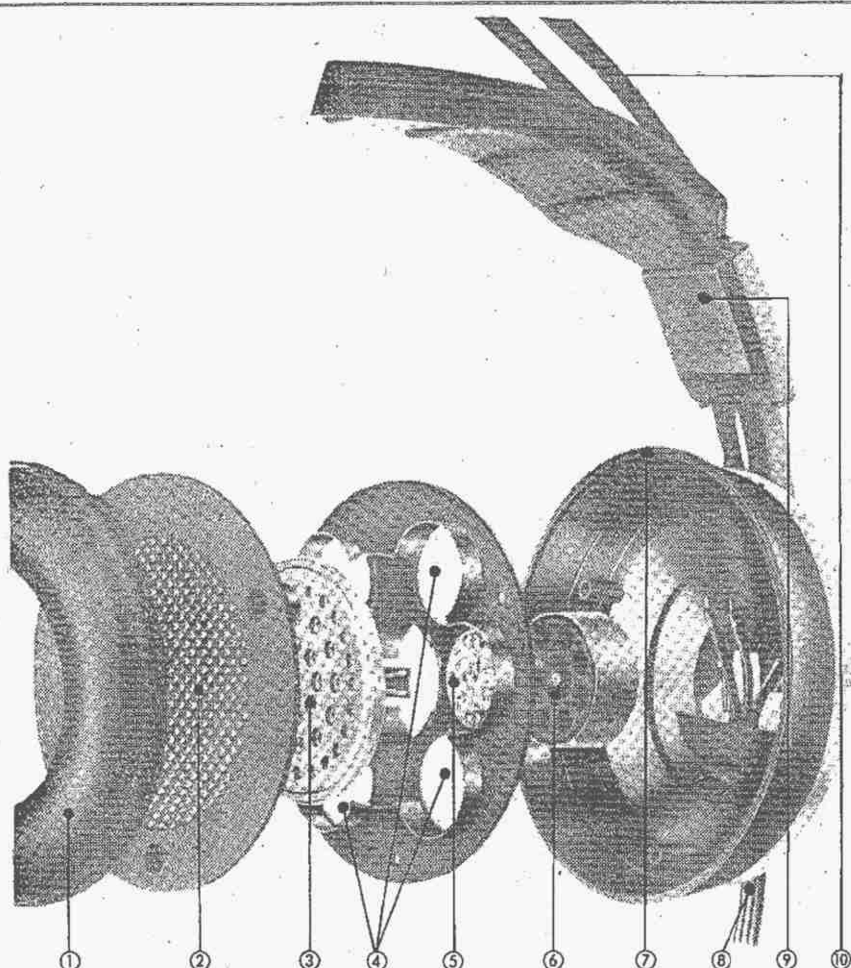
Rys. 3. Dynamiczna słuchawka „półotwarta" – konstrukcja i układ zastępczy
a – przekrój słuchawki AKG typ K140;
M – membrana z cewką i zawieszeniem, C – komora między membraną i bębenkiem ucha (mikrofonem pomiarowym „sztucznego ucha"), C2 – przestrzeń za membraną, C3 – przestrzeń utworzona przez muszlę wewnętrzną, łącząca się z otwartą przestrzenią, L2, R2 – otwory z materiałem tłumiącym, L3, R3 – otwory z materiałem tłumiącym o innych parametrach, L4, R4 – otwory przykryte materiałem tłumiącym, łączące komorę C z przestrzenią otwartą (przez C3), L5, R5 – szczeliny w uszczelnieniu między uszczelnieniem i głową słuchacza („sztucznym uchem"), U – uszczelnienie;
b – elektryczny układ zastępczy słuchawki (bliższe wyjaśnienia w treści)

strzeni powietrznej za membraną, L2 odpowiada masie akustycznej, a R2 rezystancji akustycznej otworów łączących przestrzeń za membraną z przestrzenią ograniczoną muszlą wewnętrzną (C3). Otwory te są przesłonięte materiałem tłumiącym. L2 ma małą wartość, a R2 względnie wielką wartość. C2 i L2 mają względnie małe wartości i można przyjąć, że w zakresie małych i średnich częstotliwości główną rolę gra rezystancja R2 (rezystancja akustyczna powodująca tłumienie drgań membrany). Dodatkowo wprowadzono elementy L3, R3 w celu pewnego polepszenia działania słuchawki w zakresie najmniejszych częstotliwości. L3 ma względnie wielką wartość, a R3 małą, co powoduje, że przy najmniejszych częstotliwościach elementy L2, R2 zostają zbocznikowane. Wreszcie L4, R4 odpowiadają otworom z materiałem tłumiącym, łączącym komorę przyuszną (C) z przestrzenią ograniczoną muszlą wewnętrzną i z otoczeniem.

We wcześniej opisanej słuchawce otwartej sprzężenie jej z otoczeniem następowało przez porowaty pierścień. W związku z czym wartość tego sprzężenia była zależna od siły docisku słuchawki do ucha oraz mogła się zmieniać w miarę starzenia się materiału. W opisanym rozwiązaniu uniezależniono się od tych zmiennych, bowiem otwory mają ściśle określone rozmiary, a przesłaniający je materiał tłumiący nie jest narażony na ściskanie, zabrudzenie, działanie potu itd., co zapewnia zachowanie założonych jego parametrów przez długi czas.

W niektórych rozwiązaniach konstrukcyjnych, zmierzając do uzyskania jak najlepszych parametrów elektroakustycznych, próbuje się połączyć odpowiednio zalety słuchawek zamkniętych i otwartych. Polega to przeważnie na takim doborze otworów (kanałów) łączących przestrzeń przyuszną z otozeniem i przykrywającego je materiału tłumiącego, że w zakresie najmniejszych częstotliwości akustycznych słuchawka działa jak zamknięta. Przy nieco większych częstotliwościach zaznacza się już wpływ otworów i słuchawka staje się półotwartą bądź otwartą.

Na rysunku 4 przedstawiono strukturę wewnętrzną słuchawki, która może być zaliczona do tej grupy. Jest to słuchawka bardzo wysokiej klasy zawierająca dwa przetworniki. W zakresie małych częstotliwości działa przetwornik dynamiczny, a w zakresie częstotliwości pośrednich i wielkich – przetwornik elektrostatyczny (elektretowy).



Rys. 4. Struktura dwusystemowej słuchawki Hi-Fi (AKG typ K340)
1 – uszczelnienie muszli, 2 – osłona perforowana, 3 – przetwornik elektrostatyczny (elektretowy), 4 – otwory, w których umieszczone są „membrany bierne" o tak dobranych parametrach, że przy bardzo małych częstotliwościach słuchawka działa jako zamknięta, a przy średnich i wielkich – jako otwarta, 5 – transformator do przetwornika elektrostatycznego, 6 – przetwornik dynamiczny, 7 – obudowa, 8 – sznur połączeniowy, 9 – urządzenie aretujące do ustalania położenia słuchawek, 10 – pałąk stalowy

Tłumienie przesłuchu szumów i hałasów środowiska w przypadku słuchawek otwartych jest bardzo małe w zakresie małych i pośrednich częstotliwości (przy częstotliwości 1000 Hz 0...1 dB) i znaczne, bądź duże przy częstotliwościach większych i wielkich (przy 4000 Hz 10...35 dB zależnie od typu i producenta). Założenie takich słuchawek wywołuje wrażenie zmiany barwy dźwięków napływających z zewnątrz.

NIEKTÓRE PROBLEMY KONSTRUKCYJNE

Poważne trudności konstrukcyjne sprawia problem zapewnienia szczelnego przylegania słuchawek. W wielu rozwiązaniach, szczególnie droższych słuchawek zamkniętych, stosuje się wielkie muszle obejmujące całą małżowinę uszną. Wałek uszczelniający opiera się w takim przypadku o powierzchnię głowy. Wałki uszczelniające, które powinny być odpowiednio miękkie, bywają wypełnione specjalnym materiałem gąbczastym, wypełnione płynem, bądź tzw. pneumatyczne. Sprężysty kabłąk wraz z prowadnicami powinien umożliwić wygodne osadzenie słuchawek na głowie przy właściwym usytuowaniu muszli względem małżowin usznych i wlotów przewodu słuchowego. Wygoda noszenia słuchawek jest ważnym ich parametrem i konstruktorzy różnych firm prześcigają się w zastosowaniu różnych, coraz to doskonalszych rozwiązań i materiałów, w granicach uwarunkowań wynikających z klasy i ceny słuchawek.

Przetwornik elektroakustyczny stanowi zwarty zespół (wkładkę) wmontowany do obudowy słuchawki, co dobrze widać na rys. 3a i 4. Ze względów konstrukcyjnych oraz wobec dążenia do zmniejszenia masy słuchawek, jest wysoce pożądane, aby magnes trwały miał małe rozmiary. Zaczęto więc stosować magnesy samarowo-kobaltowe, tj. najlepsze, jakie zna współczesna technologia.

Ważną funkcję spełniają również materiały tłumiące o określonych własnościach akustycznych i dużej trwałości. Bez nich konstruowanie współczesnych słuchawek Hi-Fi nie byłoby możliwe.

Dane techniczne wybranych słuchawek Hi-Fi (dynamicznych)

Producent	Typ	Rodzaj	Impedancja [Ω]	Pasmo przepustowe [Hz]	Współcz. harmon. [%]	Czułość [dB] przy napięciu [V]	Obciążenie maks. [mW]	Masa [g]	Uwagi
Tonsil	SN60	zamknięte	400	16...20 000	≤0,3	110–0,3	400	700	
Tonsil	SN62	„	400	20...18 000	≤1	100–0,3	100	350	
Tonsil	SN50	„	400	20...20 000	–	110–1	250	250	
AKG	K170	otwarte	600	20...20 000	≤1	98–1	250	175	Konstrukcja – patrz rys. 3.
Beyer	DT202	zamknięte	400	20...20 000	≤1	100–0,6	100	360	
Koss	PRO4AA	„	230	10...20 000	<0,4	100–1	–	580	Przy poziomie 100 dB
Koss	Tech 2	„	245	10...22 000	<0,3	100–0,7	–	450	
Koss	K6	„	100	20...18 000	<1	100–0,1	–	440	
Koss	HV2	otwarte	160	20...20 000	<0,5*	100–0,8	–	280	
Koss	HV1LC	„	130	15...22 000	<0,5*	100–1,1	–	300	Z regulatorem poziomu w każdej słuchawce
Pioneer	SE550	zamknięte	22	20...20 000	–	103–0,14	1000	300	
Pioneer	SE2	otwarte	150	20...20 000	–	99–0,4	200	250	
Sennheiser	HD224X	zamknięte	200	16...20 000	≤1	100–0,9	500	250	
Sennheister	HD414X	otwarte	2000	20...20 000	≤1	100–2,8	100	135	Konstrukcja – patrz rys. 2
Sennheiser	HD424X	„	2000	16...20 000	≤1	100–2,8	100	170	
Sennheiser	HD400	„	600	20...18 000	–	96–1,5	100	80	Popularne lekkie

Uwaga ogólna: dane o impedancji i obciążeniu maksymalnym dotyczą jednej słuchawki

POMIARY SŁUCHAWEK

Wbrew pozorom badanie i pomiary parametrów słuchawek przedstawiają bardzo znaczne trudności. Główną tego przyczyną jest niejednoznaczność warunków roboczych wynikająca z różnic fizjologicznych w kształcie małżowin usznych i głów słuchaczy oraz ze stopnia szczelności założonych słuchawek. Dotyczy to szczególnie słuchawek różnego rodzaju, różniących się zasadą działania, kształtem muszli i konstrukcją uszczelnienia. W związku z tym jest stosowane wyznaczenie charakterystyki częstotliwościowej słuchawek za pomocą ekspertów porównujących dźwięk słyszany w słuchawkach z takim samym dźwiękiem otrzymywanym z wzorcowego głośnika. Badanie odbywa się przeważnie w komorze akustycznej i przebiega w ten sposób, że przysłuchując się dźwiękowi płynącemu z głośnika, ekspert ustawia potencjometrem ten sam sygnał tak, aby poziom głośności w słuchawce był taki sam, jak poprzednio słyszany z głośnika (głośnik i słuchawkę włącza się na przemian). W całym pasmie akustycznym wyznacza się 15...20 punktów charakterystyki. Ze względu na różnice osobnicze, aby otrzymać wyniki zbliżone do średnich, ekspertów powinno być co najmniej kilku, wybranych spośród osób o dobrym słuchu i pewnych uzdolnieniach muzycznych. Jak wykazało doświadczenie, charakterystyka częstotliwościowa tej samej pary słuchawek jest wyznaczana przez ekspertów z rozrzutem do 10 dB. Jako wynik przyjmuje się wartości średnie. Poza tym eksperci dokonują oceny subiektywnej jakości słuchawek na podstawie odsłuchu kilkunastu różnych utworów muzycznych. Ocenie poddana zostaje również wygoda korzystania ze słuchawek danego typu.

Porównanie słuchawek różnego typu jest możliwe w zasadzie tylko opisanymi wyżej sposobami.

Obiektywny pomiar współczynnika zawartości harmonicznych i zniekształceń intermodulacyjnych przeprowadza się za pomocą urządzenia nazywanego „sztucznym uchem" (patrz rys. 3a). Własności akustyczne tego urządzenia odwzorowują własności przykrytej słuchawką małżowiny i kanału słuchowego. Bębenek zastępuje precyzyjny mikrofon pomiarowy. Za pomocą „sztucznego ucha" można łatwo porównywać charakterystyki przenoszenia słuchawek tego samego typu w odniesieniu do słuchawki przyjętej za wzorcową.

Nie nastąpiła jeszcze pełna unifikacja metod pomiaru słuchawek i poszczególne firmy posługują się własnymi mniej lub bardziej doskonałymi metodami badania słuchawek Hi-Fi.

PARAMETRY SŁUCHAWEK

Do podstawowych parametrów słuchawek należy zaliczyć impedancję i największe dopuszczalne obciążenie (wyrażone bądź maksymalną wartością napięcia, bądź doprowadzaną mocą), bowiem te dwa parametry określają źródło (wyjście wzmacniacza), z jakim mogą dane słuchawki współpracować. Spotykane najczęściej wartości impedancji słuchawek Hi-Fi (jednej słuchawki) są następujące: 20 Ω, 100...150 Ω, 200...300 Ω, 400 Ω, 600 Ω i 2000 Ω. Dopuszczalne największe obciążenie wynosi 100...500 mW. Słuchawki dynamiczne typu zamkniętego mają moc dopuszczalną 200...500 mW.

Pasmo przenoszenia dla większości typów słuchawek Hi-Fi wynosi 20 Hz...20 kHz. Niektóre tańsze słuchawki mają pasmo przenoszenia od 20...30 Hz do 18 kHz, co praktycznie może być niezauważalne.

Najlepsze słuchawki typu zamkniętego mają pasmo przenoszenia 10 Hz...22 kHz. Współczynnik zawartości harmonicznych słuchawek Hi-Fi przy 1000 Hz nie może być większy od 1%. W przypadku droższych słuchawek wartość współczynnika zawartości harmonicznych jest znecznie mniejsza 0,3...0,5%.

Sprawność elektroakustyczną słuchawek określa się jako skuteczność mocową lub skuteczność napięciową przy 1000 Hz. Skuteczność mocowa jest wyrażana stosunkiem ciśnienia akustycznego, wytwarzanego w przewodzie słuchowym do pierwiastka kwadratowego z elektrycznej mocy pozornej, doprowadzanej do słuchawki. Skuteczność napięciową wyraża się stosunkiem ciśnienia akustycznego, wytwarzanego przez słuchawkę w przewodzie słuchowym, do wartości doprowadzanego do słuchawki napięcia. Oczywiście znając impedancję słuchawek można łatwo obliczyć skuteczność napięciową, znając skuteczność mocową i odwrotnie. Ponieważ do zasilania słuchawek potrzebna jest niewielka tylko moc, skuteczność mocowa jest parametrem mało nas interesującym. Większe praktyczne znaczenie ma czułość wyrażona poziomem dźwięku w decybelach (dB) i napięciem, bowiem umożliwia to łatwe zorientowanie się przy jakiej wartości napięcia poziom ciśnienia dźwięku wyniesie 94 dB lub 100 dB (wartości najczęściej podawane w katalogach), co odpowiada wielkiej głośności dźwięku.

Ostatnim z reguły podawanym w katalogach parametrem jest masa słuchawek (kompletu), najczęściej bez masy sznura. Spotyka się słuchawki o masie od 70 do 500 g.

Zasadnicze dane techniczne wybranych słuchawek nagłownych Hi-Fi są zawarte w powyższej tablicy. *A.W.*

Syntezator muzyczny MGW-401-D – Część II

GRZEGORZ WODZINOWSKI

MODUŁ ZASILACZA – MPS

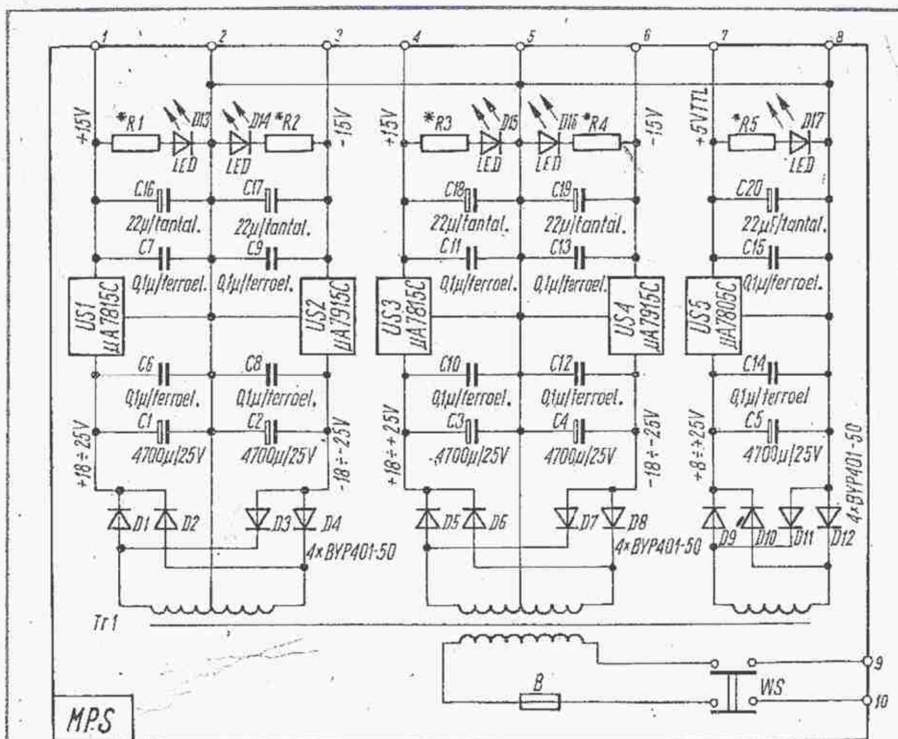
Moduł MPS (rys. 5) skonstruowano w oparciu o scalone zasilacze stabilizowane serii µA78... i µA79.. Zastosowanie tych układów bardzo upraszcza konstrukcję modułu i zwiększa jego niezawodność. Dość znaczny rozrzut wartości napięć doprowadzanych do układów scalonych US1...US5 umożliwia stosunkowo łatwy dobór transformatora (transformatorów) spośród typowych. Należy jednak brać pod uwagę to, że im większa jest różnica między napięciem wejściowym i wyjściowym układu scalonego, tym więcej ciepła wydzieli się w nim samym w czasie pracy i tym większe powinny być radiatory.

Z zasilaczy można czerpać prąd o natężeniu do 1,5 A; powyżej tej wartości następuje spadek napięcia wyjściowego. Układy scalone są zabezpieczone przed przeciążeniem. Poprawna praca układów scalonych wymaga zablokowania ich wejść i wyjść kondensatorami bezindukcyjnymi (C6...C15) oraz dodatkowo zablokowania wyjść kondensatorami tantalowymi o pojemności co najmniej 1 µF (C16...C20). Działanie zasilaczy sygnalizują diody elektroluminescencyjne D13...D17.

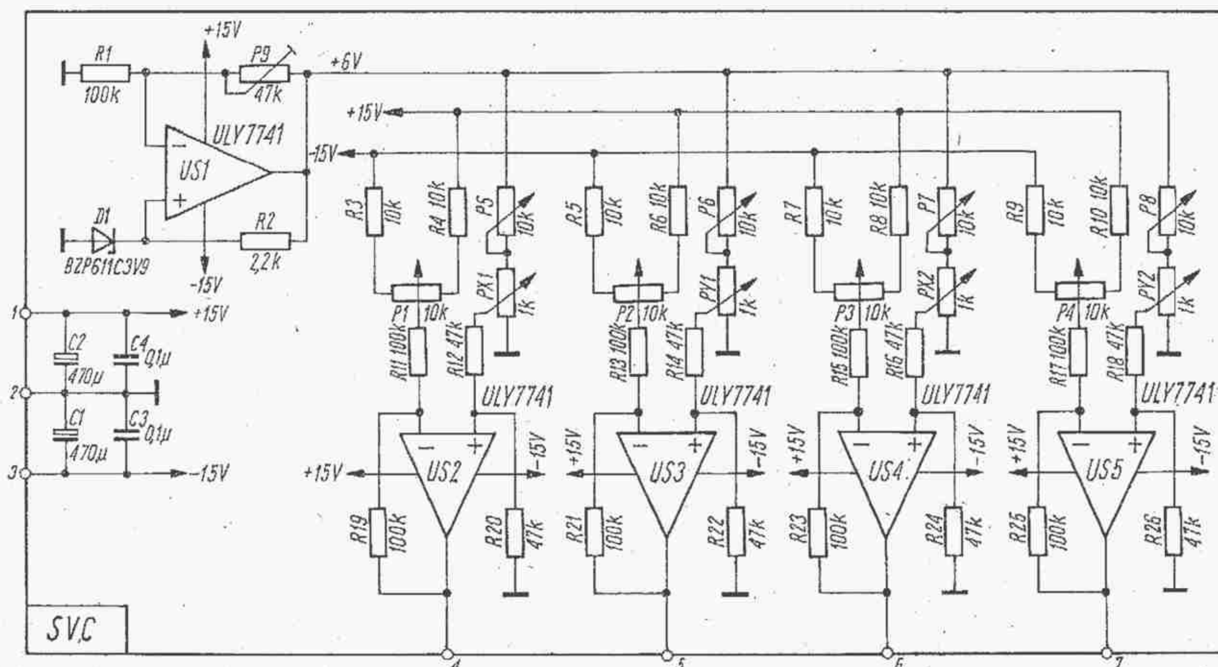
Regulacja modułu ogranicza się do dobrania wartości rezystorów R1...R5 tak, aby nie uległy uszkodzeniu diody elektroluminescencyjne po włączeniu napięcia i przy długotrwałej pracy. Wartości tych rezystorów zależą od typu diod elektroluminescencyjnych.

Modelowy zasilacz zawierał prostownik dający napięcia ±20 V i +8 V; przy tych wartościach napięcia układy scalone zaopatrzono w radiatory o powierzchni czynnej 100 cm^2.

Na płycie czołowej modułu są umieszczone wyłącznik zasilania sieciowego WS oraz diody elektromuninescencyjne D13...D17.



Rys. 5. Schemat modułu zasilacza – MPS



Rys. 6. Schemat modułu sterowanego źródła napięcia – SVC

MODUŁ STEROWANEGO ŹRÓDŁA NAPIĘCIA – SVC

Moduł SVC (rys. 6) składa się ze źródła napięcia stałego, opartego na wzmacniaczu operacyjnym US1 oraz czterech jednakowych wzmacniaczach różnicowych US2...US5, transformujących odpowiednio napięcie źródła.

Napięcie wyjściowe wzmacniacza US1 jest zależne od napięcia Zenera diody D1 oraz wartości rezystancji rezystora nastawnego P9. Użyta dioda Zenera musi mieć napięcie Zenera co najmniej o 2 V mniejsze od napięcia wyjściowego układu US1. Wzmacniacze różnicowe US2...US5 pracują w jednakowych układach, działanie ich rozpatrzymy więc tylko na przykładzie wzmacniacza US2. Do wejścia nieodwracającego wzmacniacza jest doprowadzane napięcie z układu US1, regulowane odpowiednio potencjometrami PX1 i P5. Napięcie to można regulować w zakresie 0...+6 V. Do wejścia odwracającego wzmacniacza doprowadzone jest napięcie z suwaka potencjometru P1. Napięcie to może wynosić –5...+5 V. Tak więc na wyjściu wzmacniacza US2 można uzyskać napięcie w zakresie –5...+11 V.

Do sterowania układów syntezatora potrzebne jest: napięcie ujemne do tranzystorów FET, stosowanych w modułach VCOb i MPH oraz napięcie dodatnie 0...+5 V. Większy niż niezbędny zakres napięć wyjściowych układu US2 konieczny jest do uzyskania różnych kombinacji wartości ujemnych i dodatnich otrzymywanych z wyjść modułu SVC. Potencjometrem P5 ustala się maksymalny zakres zmian napięcia regulowanego za pomocą potencjometru PX1. Potencjometrem P1 ustala się dolną wartość napięcia. Napięcie wyjściowe układu US2 jest równe różnicy napięcia na suwaku PX1 i napięcia na suwaku P1. Na przykład: jeśli na suwaku P1 ustalimy napięcie –4 V potencjometrem P5 – wartość 0,5 V (występującą na PX1), to w jednym skrajnym położeniu suwaka PX1 otrzymamy napięcie: +0,5–(–4) = +4,5 V, a w drugim skrajnym położeniu napięcie 0–(–4) = +4 V.

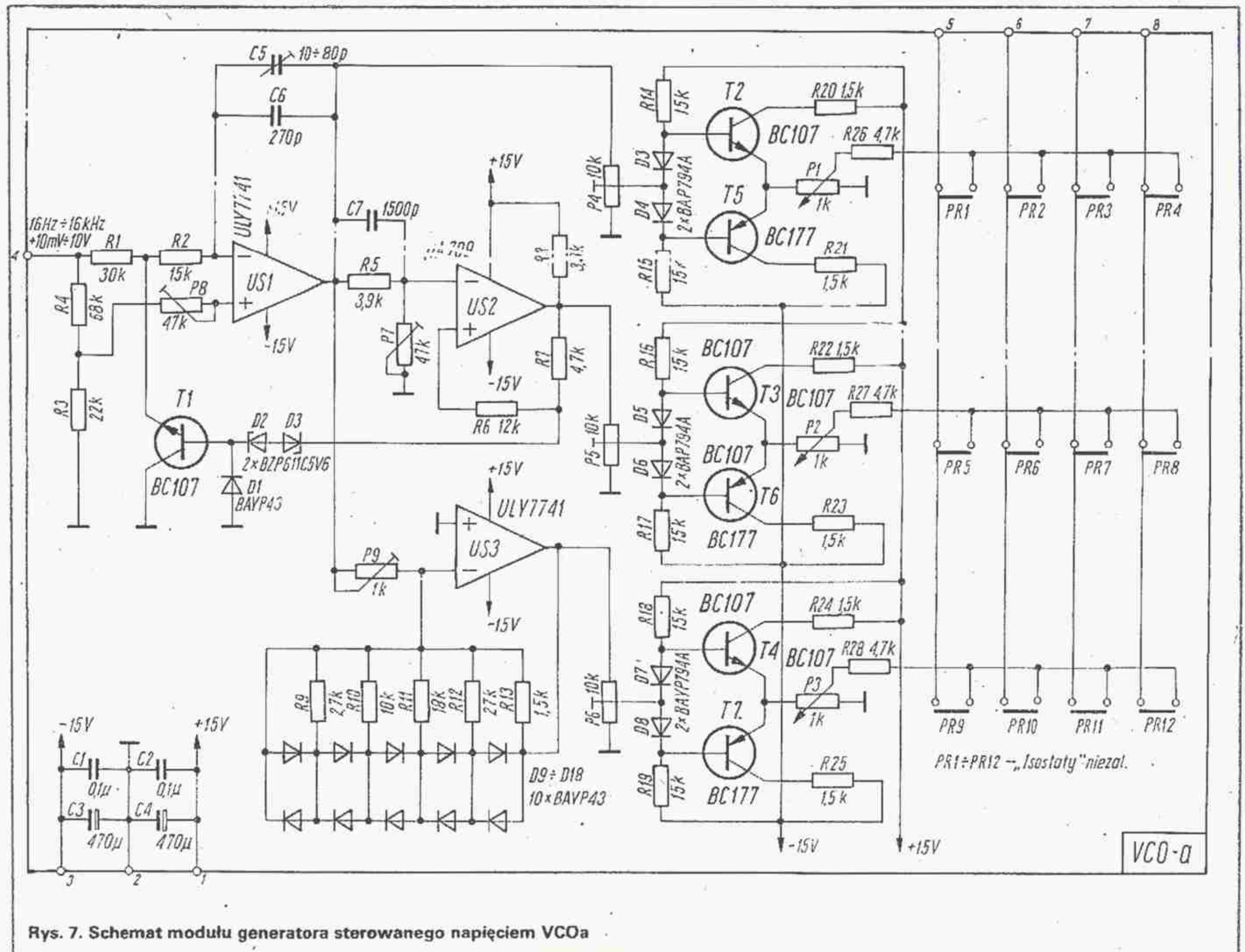
Regulacja modułu ogranicza się do ustalenia rezystorem nastawnym P9 napięcia na wyjściu US1 równego +6 V.

Potencjometry PX1, PX2, PY1, PY2 są napędzane parami przez dwa oddzielne drążki X–Y. W modelowym instrumencie użyto w tym celu układu mechanicznego drążków balansu przód–tył–lewo–prawo wzmacniacza kwadrofonicznego.
Na płytę czołową modułu wyprowadzono dwa drążki X–Y oraz potencjometry P1...P10.
U w a g a. Końcówki 4...7 modułu są traktowane na schematach jako SVC1...SVC4.

MODUŁ GENERATORA STEROWANEGO NAPIĘCIEM – VCOa

W skład modułu VCOa (rys. 7) wchodzą: wzmacniacz całkujący (integrator) z układem scalonym US1, sterujący nim za pośrednictwem tranzystora T1 komparator – US2, diodowy konwerter funkcji przekształcający przebieg trójkątny na sinusoidalny (aproksymowany dziesięcioma odcinkami) – US3 oraz zespół wzmacniaczy wyjściowych, skonstruowanych w oparciu o tranzystory T2...T7.

Do końcówki 4 modułu jest doprowadzane napięcie sterujące o wartości 0,01...10 V. Przy tych wartościach napięcia sterującego generator wytwarza drgania w zakresie 16...16 000 Hz. Symetria przebiegów zależy od wartości rezystora nastawnego P8, liniowość pracy generatora zależy od parametrów



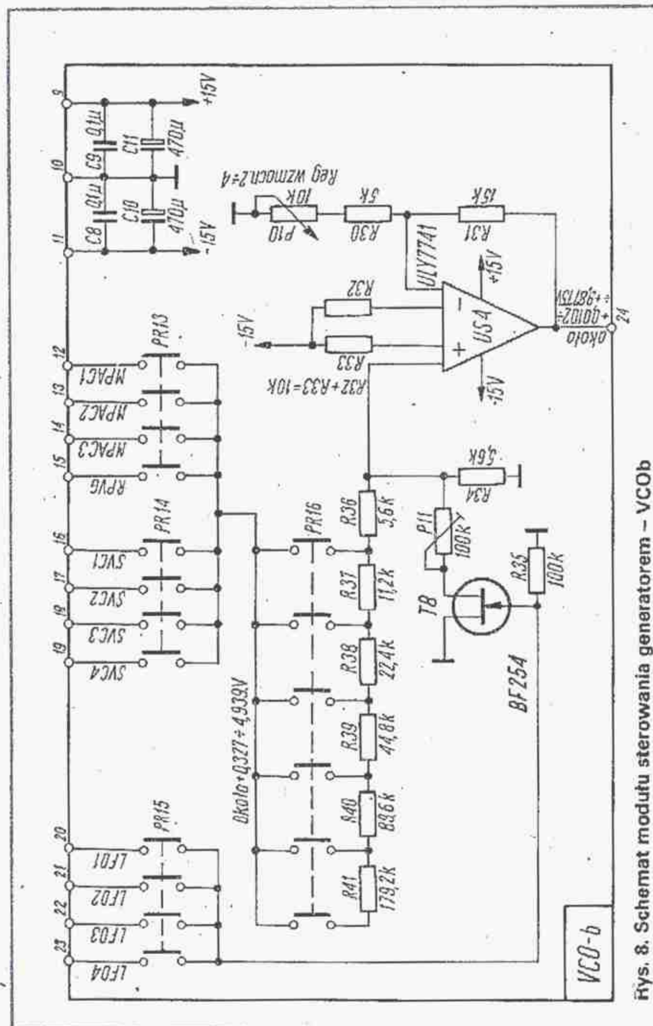
Rys. 7. Schemat modułu generatora sterowanego napięciem VCOa

członu: C7, R5 i P7, a dokładność kształtu przebiegu sinusoidalnego jest uzależniona od doboru wartości rezystora nastawnego P9. Potencjometry P1...P3 służą do regulowania wartości amplitud przebiegów wyjściowych generatora (trójkątnego, prostokątnego i sinusoidalnego) doprowadzanych za pomocą zespołu przełączników PR1...PR12 do czterech torów akustycznych syntezatora. Podczas montażu modułu należy szczególnie starannie dobrać wartości rezystorów R9...R13 oraz R1...R4. Istotna jest również jakość zastosowanych kondensatorów C5...C7.

Uruchomienie modułu należy rozpocząć od ustalenia wartości rezystancji potencjometru P8 tak, aby oglądany na oscyloskopie przebieg prostokątny na wyjściu układu US2 miał wypełnienie 1:1. Następnie należy tak dobrać pojemność kondensatora C5, aby przy napięciu sterującym 1,000 V częstotliwość drgań generatora wynosiła 1600 Hz. Zmieniając napięcie sterujące dokładnie o 1 V aż do wartości 10 V, należy tak dopasować wartość rezystancji rezystora P7 i ewentualnie pojemność kondensatora C7, aby przyrostowi napięcia sterującego wynoszącemu 1 V, towarzyszyło zwiększenie się częstotliwości o 1600 Hz.

Regulacja konwertera diodowego z układem US3 ogranicza się do takiego dobrania wartości rezystancji rezystora P9, aby przebieg sinusoidalny na wyjściu układu US3 był najbliższy idealnemu. Ostatnią czynnością jest takie ustawienie suwaków potencjometrów P4...P6, aby amplitudy przebiegów wyjściowych miały wartość 2 V.

Na płytę czołową modułu wyprowadzono potencjometry P1...P3 oraz przełączniki PR1...PR12. Należy zaznaczyć, że moduł VCOa jest umieszczony w jednej obudowie z modułem VCOb, a więc na płycie czołowiej znajdują się również elementy regulacyjnego modułu VCOb.


Rys. 8. Schemat modułu sterowania generatorem – VCOb

MODUŁ STEROWANIA GENERATOREM – VCOb

Konstrukcja modułu VCOb (rys. 8) jest oparta na wzmacniaczu scalonym US4, pracującym w układzie wzmacniacza nieodwracającego. Ciągła regulacja wzmocnienia w zakresie 2...4 jest realizowana potencjometrem P10 w pętli sprzężenia zwrotnego. Napięcie wejściowe jest regulowane skokowo za pomocą tłumika rezystancyjnego.

Doprowadzane z przełączników PR13 i PR14 napięcie sterujące ma wartości w zakresie 0,327...4,939 V. Odpowiednie ustawienie przełącznika PR16 i potencjometru P10 umożliwia przekształcenie tego napięcia za pomocą wzmacniacza US4 w napięcie o wartości od 0,0102 V do 9,8775 V, potrzebne do sterowania generatorem VCOa.

Przełącznikiem PR16 zmienia się oktawowy strój klawiatury (co 1 oktawę), a potencjometrem P10 zmienia się strój w obrębie jednej oktawy.

Tranzystor T8 wraz z rezystorem nastawnym P11 stanowią układ „wibrato", wpływający na dewiację częstotliwości generatora VCOa. Układ jest sterowany z modułu LFO poprzez przełącznik PR15. Wartość napięcia ujemnego sterującego tranzystor T8 jest zależna od typu tranzystora polowego. Należy zadbać o to, aby tranzystory T8 we wszystkich modułach VCOb były tego samego typu i tej samej grupy (np. BF245B).

Podczas montażu modułu należy bardzo starannie dobrać rezystory R30, R31 i potencjometr P10. Powinny one spełniać następującą zależność co do ich rezystancji: P10 = 2×R30, R31 = 3×R30. Tak samo starannie należy dobrać wartości rezystorów R34, R36...R41. Zasada doboru jest następująca: R36 = R34, R37 = 2×R36 i każdy następny rezystor powinien mieć rezystancję dwa razy większą od poprzedniego. Taki układ tłumika zapewnia skokowe tłumienie z podziałem napięcia w stosunku: 1:2, 1:4, 1:8, 1:16, 1:32 i 1:64. Od dokładności doboru wartości tych rezystorów zależy dokładność stroju modułu VCOa, a od identyczności wszystkich dwunastu modułów VCOb zależy strój całego syntezatora. Rezystancje w tłumiku i pętli sprzężenia zwrotnego układu US4 mogą składać się z dwóch lub nawet trzech rezystorów połączonych szeregowo lub równolegle. W żadnym przypadku nie należy korzystać z rezystorów nastawnych, ponieważ nie są one dostatecznie stabilne i nie zapewniają one niezmiennej w czasie wartości rezystancji.

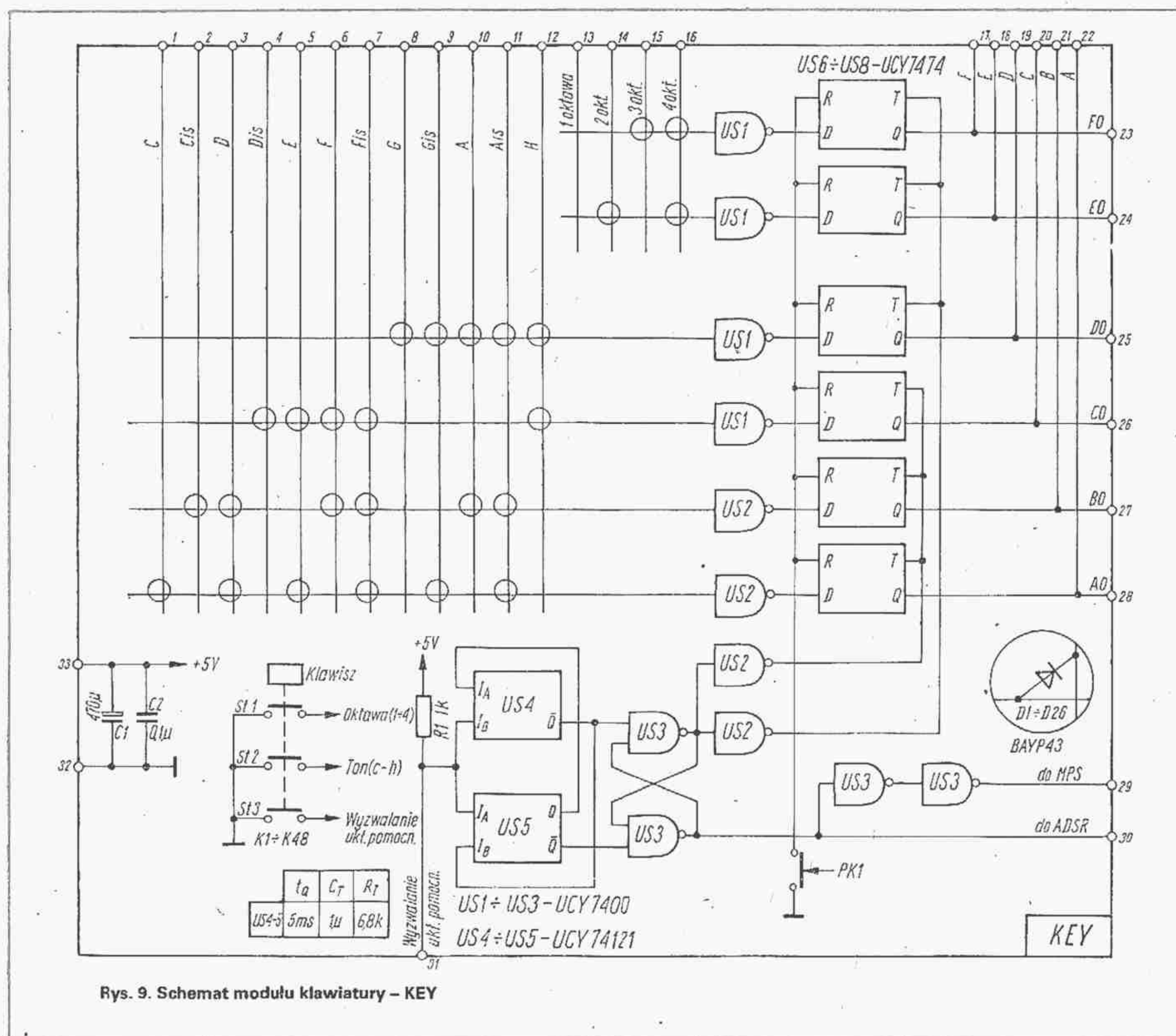
Regulacja modułu ogranicza się do takiego dobrania wartości rezystorów R32 i R33, służących do kompensacji napięcia niezrównoważenia wzmacniacza scalonego, aby po ustabilizowaniu termicznym układu, przy zwartych do masy końcówkach 12...19 modułu, na wyjściu wzmacniacza US4 napięcie wynosiło 0,000 V. Sumaryczna rezystancja tych dwóch rezystorów powinna wynosić około 10 kΩ.

Wartość rezystancji P11 powinna być taka, aby otwarcie tranzystora T8 powodowało odstrojenie generatora VCOa o około 10%.

Na płytę czołową modułu, wspólną z modułem VCOa, należy wyprowadzić potencjometr P10 oraz przełączniki PR13...PR16.

MODUŁ KLAWIATURY – KEY

Schemat modułu KEY jest przedstawiony na rys. 9. Zasadniczą częścią modułu jest matryca diodowa współpracująca z inwerterami US1 i US2. Na nie obciążonych wejściach inwerterów występuje stan „1", co powoduje utrzymywanie się na ich wyjściach stanu „0". Naciśnięcie klawisza powoduje zwarcie umieszczonych pod klawiszami zestyków st1...st3 z masą układu. Masa ta jest wówczas przyłączana przez matrycę diodową do odpowiadającego danemu klawiszowi wejścia inwer-



	t_a	C_T	R_T
US4-5	5ms	1µ	6,8k

Rys. 9. Schemat modułu klawiatury – KEY

terów, powodując pojawienie się na ich wyjściach stanu „1". Stany wyjść inwerterów, zapisane przez bufor wyjściowy US6...US8, stanowią kod, który następnie jest zapamiętywany przez pamięć sekwencera, jak również dekodowany przez przetworniki c/a w celu sterowania generatorów VCO. Zestyki st1 kontaktury są połączone między sobą w obrębie całej oktawy, zestyki st2 łączą klawisze o tych samych tonach (c, cis, d, dis...h) we wszystkich oktawach, natomiast zestyki st3 wszystkich klawiszy połączone są z końcówką 31 modułu KEY. Zestyki st3 służą do wyzwalania układów pomocniczych, takich jak: wpis do bufora US6...US8, impuls wyzwalający układ ADSR i układ MPS. Aby uniknąć stanów nieustalonych w trakcie naciskania klawiszy zastosowano układ współpracy z zestykami US3...US5. Wartości elementów RC tego układu są podane w tabelce na rysunku 9.

Przycisk PK1 służy do zerowania bufora; można go zwierać dodatkowym klawiszem w klawiaturze, tzw. pełnym lub „mydło", znajdującym się na ostatnim, 49 miejscu z prawej strony, lub wyprowadzić na płytę czołową bloku BNS. Moduł nie wymaga żadnej regulacji. *(Dc. w następnym numerze)*

Uwagi do artykułu

„Syntezer częstotliwości z fazową pętlą synchronizacji (PLL)"

Poniżej podajemy uwagi odnośnie opisanego w nrach 1 i 2/83 syntezera, nadesłane przez autora.

1. W celu zabezpieczenia tranzystora T14 przed możliwością uszkodzenia dużym prądem rozładowania kondensatora C – 2,2 µF foliowego, należy w szereg z tym kondensatorem włączyć do masy rezystor 39...62 Ω.
2. Zamiast tranzystora 2N2160 (T14) mogą być zastosowane tranzystory 2N1671, 2N2646, 2N2647.
3. Baza B2 tranzystora jednozłączowego T14 powinna być połączona bezpośrednio z masą, zaś baza B1 z masą, przez rezystor R19.

Redakcja

Pobór mocy w odbiornikach telewizyjnych

JERZY KANIA

Zadaniem odbiornika telewizyjnego jest odtworzenie obrazu i dźwięku towarzyszącego. Zadanie to jest realizowane z bardzo małą sprawnością. Wartość energii świetlnej i energii akustycznej dostarczanej przez odbiornik w porównaniu z energią pobieraną z sieci zasilającej lub baterii jest nadal znikomo mała. Mała sprawność odbiorników telewizyjnych ma szereg negatywnych skutków ekonomiczno-technicznych. Obniżenie średniej mocy pobieranej przez telewizory nawet o kilka lub kilkanaście procent może prowadzić w skali kraju do ogromnych oszczędności energetycznych.

Przy znacznej liczbie odbiorników telewizyjnych znajdujących się w eksploatacji, co ma obecnie miejsce w krajach o rozwiniętej technice, duży pobór mocy przez odbiorniki telewizyjne powoduje bardzo duże przeciążenie sieci zasilającej. Należy dodać, że zapotrzebowanie na energię przez odbiorniki telewizyjne pokrywa się na ogół ze szczytem obciążenia sieci wynikającym z potrzeb oświetleniowych. Biorąc pod uwagę moc pobieraną przez telewizory achromatyczne i kolorowe, zarówno przenośne jak i stacjonarne, można przyjąć, że średnio obecnie w kraju jeden telewizor pobiera moc 100...120 W. Przy liczbie około 8 mln telewizorów znajdujących się w eksploatacji w Polsce, niezbędna moc zasilania wynosi około 800 MW.

Przy dużych poborach mocy z sieci zasilającej, w skrzynkach telewizorów występują duże (w stosunku do temperatury otoczenia) przyrosty temperatury, zwłaszcza w odbiornikach wyposażonych w kineskopy o małych przekątnych ekranu. W odbiornikach tego typu, mimo mniejszej niż w odbiornikach wyposażonych w kineskopy o dużych przekątnych ekranu i dużych (110°) kątach odchylania bezwzględnej wartości mocy pobieranej z sieci, stosunek mocy pobieranej do objętości nie zabudowanej części skrzynki jest znacznie wyższy niż dla odbiorników o dużych ekranach.

Przy poborze z sieci zasilającej, mocy rzędu stukilkudziesięciu watów, przyrosty temperatury powietrza w skrzynce odbiornika wynoszą kilkadziesiąt (20°...40°) stopni, natomiast przyrosty temperatury niektórych mocno obciążonych podzespołów dochodzą do stukilkudziesięciu stopni.

Przy każdorazowym włączeniu i wyłączeniu odbiornika powstaje cykl termiczny polegający na wzroście temperatury podzespołów od poziomu temperatury otoczenia do maksymalnej temperatury pracy dla danego podzespołu, a następnie na ponownym obniżeniu temperatury podzespołu do temperatury otoczenia. Jak wykazały liczne badania niezawodnościowe, okres międzyawaryjny urządzeń elektronicznych, m.in. okres międzyawaryjny odbiorników telewizyjnych, wzrasta znacznie przy obniżeniu przyrostu temperatury podzespołów, występującego w opisanym cyklu termicznym. Obniżenie przyrostu temperatury panującej w skrzynce odbiornika oraz przyrostu temperatury podzespołów można uzyskać w pewnym stopniu przez poprawienie warunków chłodzenia odbiornika oraz zasadniczo przez zmniejszenie poborów w układach decydujących o łącznym poborze mocy.

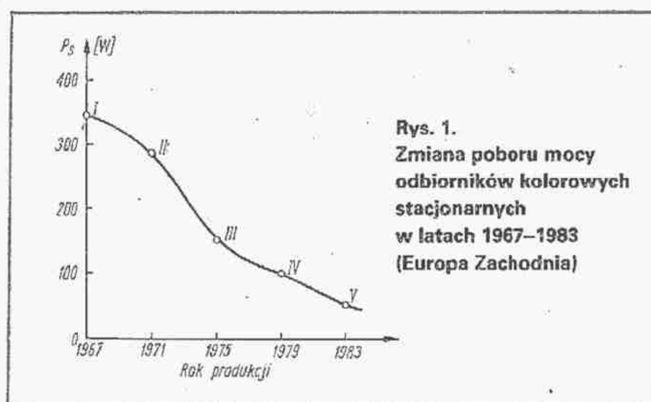
W odbiornikach telewizyjnych, podobnie jak w innym sprzęcie powszechnego użytku, występuje tendencja do stosowania zasilania bateryjnego, umożliwiającego eksploatację poza zasięgiem sieci energetycznej. Warunkiem dostosowania telewizorów do zasilania z baterii lub akumulatorów, przy obecnych właściwościach (masie i objętości) tych źródeł energii, jest obniżenie poboru mocy odbiorników telewizyjnych do kilku lub co najwyżej kilkunastu watów. Próby zasilania odbiorników kolorowych przenośnych o poborach rzędu kilkudziesięciu (30...40) watów z akumulatorów samochodowych nie zdały praktycznego egzaminu.

Pobór mocy przez odbiorniki telewizyjne jest bardzo zróżnicowany w zależności od rodzaju odbiornika (achromatyczny lub kolorowy) oraz od wielkości ekranu kineskopu. Wartości poboru mocy odbiorników achromatycznych i kolorowych znajdujących się w eksploatacji w kraju (produkcji krajowej lub innych krajów RWPG) podano w tablicy 1.

Pobór mocy w odbiornikach telewizyjnych eksploatowanych w kraju Tablica 1

Grupa telewizorów	Przekątna ekranu (cm)	Pobór mocy z sieci (W)
OT kolorowe stacjonarne	56...61	150...250
OT achromatyczne stacjonarne	47...67	50...110
OT kolorowe przenośne	25...31	25...40
OT achromatyczne przenośne	11...31	10...30

Jednocześnie z pracami nad dalszym poprawieniem jakości odtwarzanego dźwięku i obrazu są prowadzone w skali światowej prace zmierzające do ograniczenia poboru mocy z sieci zasilającej przez odbiornik. Obniżenie poboru mocy odbiorników kolorowych stacjonarnych, produkowanych w Europie zachodniej na przebiegu kilkunastu lat, przedstawiono na rys. 1 (I – odbiorniki lampowe; II – odbiorniki hybrydowe – blok sygnałowy na półprzewodnikach, blok odchylania na lampach; III – odbiorniki półprzewodnikowe z odchylaniem na tyrystorach; IV – odbiorniki półprzewodnikowe z zespolonym układem odchylania/zasilania).



Rys. 1. Zmiana poboru mocy odbiorników kolorowych stacjonarnych w latach 1967–1983 (Europa Zachodnia)

Pobór mocy odbiornika telewizyjnego jest uzależniony przede wszystkim od rodzaju i właściwości kineskopu (kolorowy, achromatyczny), od rodzaju elementów czynnych zastosowanych w jego układach (lampy, elementy półprzewodnikowe, układy scalone) oraz od rozwiązań układowych odbiornika (stopień integracji, połączenie funkcji odchylania i zasilania w jednym układzie).

WPŁYW KINESKOPU NA POBÓR MOCY ODBIORNIKA

Dla uzyskania świecenia ekranu i odchylania promienia elektronowego do obwodów kineskopu należy dostarczyć określone moce. Moce dostarczane do obwodów siatek pierwszej, drugiej i ogniskującej są pomijalnie małe, natomiast moce dostarczane do obwodu anodowego, do obwodu żarzenia oraz obwodów cewek odchylających mają zasadniczy wpływ na całkowity pobór odbiornika.

Moc dostarczana do obwodu anodowego jest równa iloczynowi napięcia przyspieszającego i średniej wartości prądu anodowego. Dla kineskopów achromatycznych moc ta w zależności od wielkości ekranu wynosi od części wata do kilku watów.

W odróżnieniu od kineskopów achromatycznych straty mocy w obwodach anodowych kineskopów kolorowych wynoszą kilkanaście watów. Mała sprawność stosowanych obecnie kineskopów kolorowych wynika z ich zasady działania: przed ekranem kineskopów jest umieszczona płyta perforowana, tzw. maskownica, która zatrzymuje na sobie 80...85% elektronów promieni biegnących ku ekranowi.

Moc zasilania obwodów żarzenia w zależności od rodzaju kineskopu zawiera się w granicach od części wata do kilku watów w przypadku kineskopów kolorowych. Duża moc żarzenia kineskopów kolorowych jest związana z wyposażeniem tych kineskopów w trzy niezależne działa, z których każde ma swój obwód żarzenia. Połączenie trzech obwodów żarzenia kineskopu kolorowego ma miejsce na cokole kineskopu.

Wydzielanie się mocy w cewkach zespołu odchylającego jest związane z występowaniem w tych cewkach rezystancji strat. W cekach odchylania pionowego, zasilanych prądami o częstotliwości 50 Hz, praktyczne znaczenie ma wyłącznie rezystancja drutu nawojowego cewek. Wartość mocy wydzielającej się w cewkach odchylania pionowego jest określona wzorem:

$$P_v = \frac{1}{12} R_v I_v^2$$

w którym:

P_v – wartość skuteczna mocy wydzielającej się w cewkach [W]

R_v – rezystancja cewek odchylania pionowego [Ω]

I_v – wartość międzyszczytowa prądu odchylającego [A].

W cekach odchylania poziomego, zasilanych prądami o częstotliwości 15 625 Hz, przy określaniu mocy strat należy brać pod uwagę, podobnie jak w cekach odchylania pionowego, rezystancję drugu nawojowego oraz rezystancję strat związaną z występowaniem w tych cewkach przebiegów szybkozmiennych. Jak wiadomo, okres powrotu biegu promienia w kierunku poziomym wynosi 11 μs, co odpowiada częstotliwości około 40 kHz. Przy określaniu strat należy brać pod uwagę również pierwsze harmoniczne tej częstotliwości. Dla przebiegów o częstotliwości równej kilkadziesiąt kiloherców odgrywają rolę straty związane ze zjawiskiem naskórkowości, straty dielektryczne oraz straty w magnetowodzie ferrytowym zespołu odchylającego.

Wartość mocy wydzielającej się w rezystancji drutu cewek określamy tak samo, jak dla cewek odchylania pionowego:

$$P_{H1} = \frac{1}{12} R_H I_H^2$$

przy czym:

P_{H1} – wartość skuteczna mocy wydzielającej się w rezystancji omowej cewek [W]

R_H – rezystancja cewek odchylania poziomego [Ω]

I_H – wartość międzyszczytowa prądu odchylającego [A].

Określenie mocy strat związanej z występowaniem w cewkach przebiegów szybkozmiennych nastręcza szereg trudności. Dla celów praktycznych można posługiwać się wzorem:

$$P_{H2} \approx 50 \frac{E_H}{Q_H}$$

w którym:

P_{H2} – wartość skuteczna strat w.cz. w cewkach [W]

E_H – wartość energii nagromadzonej w cewkach przy końcu okresu wybierania [mWs]

Q_H – dobroć cewek odchylania poziomego dla częstotliwości powrotu (około 40...50 kHz).

Moc P_{H2} wydziela się w cewkach praktycznie w czasie powrotnego biegu promienia.

Moc strat w cewkach odchylania poziomego P_H jest równa sumie mocy P_{H1} i P_{H2}. Wartości mocy strat dla różnych rodzajów kineskopów podano w tablicy 2.

Przy określaniu wpływu zespołu odchylającego na pobór mocy odbiornika należy brać również pod uwagę wspomnianą powyżej energię odchylania poziomego. Wartość tej energii oblicza się ze wzoru:

$$E_H = \frac{1}{2} L_H I_H^2$$

w którym:

E_H – wartość energii w cewkach przy końcu okresu wybierania poziomego [mWs]

L_H – indukcyjność cewek odchylania poziomego [mH]

I_H – wartość międzyszczytowa prądu odchyl. poziom. [A].

Wartość energii E_H, jak wyjaśniono poprzednio, ma bezpośredni wpływ na wartość strat P_{H2}. Ponadto od wartości tej energii jest uzależniona moc strat wydzielana w układzie odchylania poziomego. Ponieważ wytwarzanie energii odchylania E_H przez układ odchylania poziomego odbywa się z określoną sprawnością, dlatego też im większa jest wartość tej energii, tym większe są straty w układzie.

Wartości mocy strat P_v i P_H oraz energii odchylania E_H są uzależnione od:

- wartości napięcia anodowego kineskopu,
- kąta odchylania kineskopu,
- średnicy szyjki kineskopu,
- kształtu kolby w obszarze przejściowym szyjka-kolba kineskopu,
- konstrukcji zespołu odchylającego.

Straty mocy i energia odchylania rosną ze wzrostem napięcia anodowego, kąta odchylania kineskopu i średnicy szyjki. Z tego powodu w ostatnich latach występuje tendencja do zmniejszania średnicy szyjki kineskopów zarówno w kineskopach kolorowych, jak i achromatycznych. W produkowanych obecnie kineskopach kolorowych do odbiorników stacjonarnych są stosowane szyjki o średnicach 36,5 mm i 29,1 mm, a w kineskopach do odbiorników przenośnych szyjki o średnicy 22 mm.

W kineskopach achromatycznych do odbiorników stacjonarnych najczęściej są stosowane szyjki o średnicach 20 i 28,6 mm, w kineskopach do odbiorników przenośnych średnicę szyjki zmniejszono do 13 mm. Należy jednak wyjaśnić, że ograniczanie mocy odbiornika przez zmniejszenie średnicy szyjki, tj. wewnętrznej średnicy zespołu odchylającego, nastręcza trudności z utrzymaniem zadowalającego ogniskowania plamki świetlnej na ekranie kineskopu.

Ponieważ zmniejszenie kąta odchylania kineskopu prowadzi również do znacznego ograniczenia mocy pobieranej przez odbiornik, w odbiornikach stacjonarnych kolorowych o małych poborach mocy są stosowane kineskopy o kątach odchylania 90°, a w achromatycznych odbiornikach przenośnych o zasilaniu bateryjnym kineskopy o kątach odchylania 70° i 55°. Znaczne zmniejszenie mocy i energii odchylania można również uzyskać przez wybór odpowiedniej konstrukcji zespołu

Straty mocy w kineskopach (w watach) Tablica 2

Rodzaj kineskopu	Straty mocy w obwodzie anodowym	Straty mocy w obwodzie żarzenia	Straty mocy w zespole odchylającym
Kineskopy achromatyczne do odbiorników przenośnych	0,2...1	0,4...1	0,3...1
Kineskopy achromatyczne do odbiorników stacjonarnych	3...5	2	2...5
Kineskopy kolorowe do odbiorników stacjonarnych	15...25	4,5...6	6...20

odchylającego. Cewki odchylające stosowane w kineskopach telewizyjnych mogą być wykonywane jako cewki siodłowe lub jako cewki toroidalne. Stosowane są następujące rozwiązania zespołów odchylających:
- zespoły toroid-toroid (TT) – cewki H i V toroidalne,
- zespoły siodło-toroid (ST) – cewki H siodłowe i cewki V toroidalne,
- zespoły siodło-siodło (SS) – cewki H i V siodłowe.

W kineskopach achromatycznych są stosowane wyłącznie zespoły ST, natomiast w kineskopach kolorowych spotyka się wszystkie wymienione powyżej rozwiązania. W kineskopach systemów „delta" są stosowane zespoły typu ST. W pierwszym okresie rozwoju samozbieżnych systemów IL (in line) zadowalające parametry obrazu (zbieżność, czystość, zogniskowanie promieni) uzyskiwano za pomocą zespołów odchylających, w których dla obu kierunków odchylania stosowano cewki tego samego rodzaju (np. w systemie PIL f-my RCA zespół toroid-toroid, a w systemie 20AX f-my Philips zespół typu siodło-siodło).

Zespoły odchylające o jednakowych rozwiązaniach cewek odchylania poziomego i pionowego zapewniają dobre parametry obrazu ale charakteryzują się (zwłaszcza zespoły typu toroid-toroid) niewielkimi czułościami odchylania. W ostatnich latach do systemów samozbieżnych kineskopów kolorowych wprowadzono zespoły siodło-toroid (tzw. zespoły semitoroidalne lub hybrydowe).

Tablica 3

Energia i moc odchylania dla trzech generacji kineskopów RCA
(U_A = 25 kV, średnica szyjki 29 mm)

System kineskopów	Kąt odchylania (°)	Energia odchylania H (mWs)	Moc odchylania V (W)	Typ cewek	Rok opracowania
PIL	90	2,8	2,3	TT	1972
PIL S4	90	2,2	0,9	ST	1978
COTY29	90	1,8	0,6	ST	1982
PIL	110	5,1	3,1	TT	1973
PIL S4	110	4,1	1,0	ST	1978
COTY29	110	3,5	1,3	ST	1982

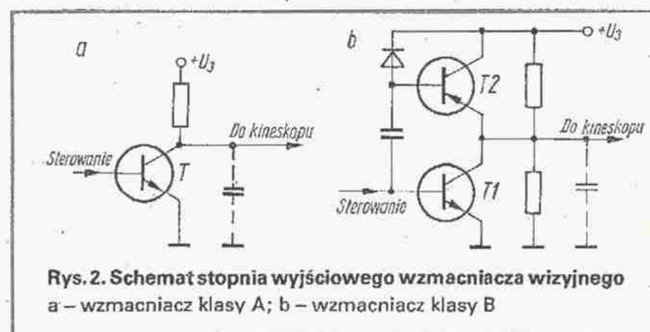
Wpływ konstrukcji zespołu na moc (V) i energii odchylania (H) przedstawiono w tablicy 3, w której podano dla porównania właściwości zespołów odchylających trzech generacji kineskopów kolorowych opracowanych i produkowanych przez f-mę RCA. Kineskop systemu PIL (A56-611X) jest stosowany w kraju w odbiornikach Jowisz i Neptun 501. Kineskop systemu PIL-S4 f-my RCA będzie zastosowany w odbiornikach produkcji krajowej Helios i Neptun 505. W kineskopach f-my RCA kolejnych generacji w celu zwiększenia czułości odchylania, oprócz zmiany konstrukcji zespołów odchylających poprawiono kształt krzywizny przejścia stożek-szyjka. W systemie COTY29 kształt krzywizny tego obszaru kolby kineskopu jest zgodny z krzywizną toru elektronów odchylanych przez zespół odchylający.
Konstrukcja zespołu (typ cewek) ma również wpływ na dobroć cewek odchylania poziomego dla częstotliwości powrotu. Dobroć cewek TT mierzona dla tej częstotliwości wynosi około 25, wzrastając do ok. 30...40 dla cewek SS i do 40...50 dla cewek ST.

WPŁYW KONSTRUKCJI UKŁADÓW NA POBÓR MOCY ODBIORNIKA

Pobór mocy przez odbiornik jest uzależniony od wartości obciążeń jego układów i sprawności tych układów. Obniżenie mocy i energii zespołów odchylających prowadzi do bezpośredniego zmniejszenia poboru mocy przez układy odchylania, ponieważ w pewnym stopniu zachodzi proporcjonalność między mocą pobieraną przez układ odchylania z zasilacza a mocą lub energią dostarczaną do zespołu odchylającego. Podobnie zmniejszenie mocy akustycznej odbiornika do zadowalającego poziomu umożliwia zmniejszenie mocy pobieranej przez stopień końcowy toru fonicznego.
Największe straty mocy występują w odbiorniku w układzie odchylania poziomego, w kineskopie i w układzie zasilania. Sprawność układów odbiornika jest funkcją zastosowanych elementów czynnych. Zasadniczy wzrost sprawności układów uzyskano po zamianie lamp przez elementy półprzewodnikowe ze względu na mniejsze napięcia nasycenia tych ostatnich i wyeliminowanie mocy doprowadzanej do obwodów żarzenia lamp. Z kolei sprawność układów półprzewodnikowych jest uzależniona od stopnia integracji (od skali zastąpienia elementów dyskretnymi układami scalonymi) oraz od rodzaju elementów półprzewodnikowych (np. tyrystory lub tranzystory w układzie odchylania poziomego).
Ponadto duże możliwości ograniczenia poboru mocy są zawarte w wyborze rozwiązań poszczególnych układów oraz w koncepcji całego odbiornika.

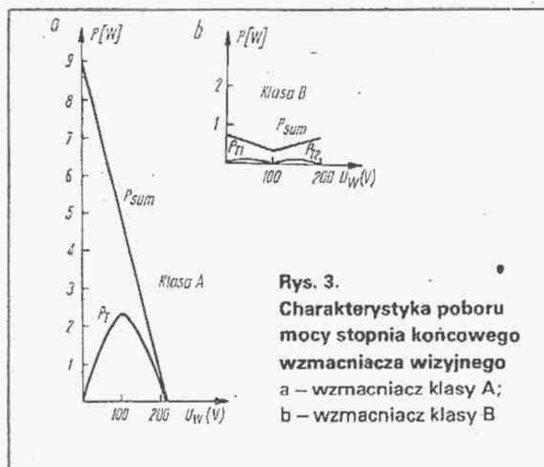
Przy analizie poboru mocy zwykle wyróżniamy w odbiorniku następujące układy:
- wzmacniacze małych sygnałów (tor sygnałowy odbiornika bez stopni wyjściowych fonii i wizji),
- wzmacniacz wyjściowy wizji,
- wzmacniacz wyjściowy fonii,
- układ odchylania poziomego,
- układ odchylania pionowego,
- kineskop,
- układ zasilania.

Bilans strat mocy w poszczególnych układach zostanie omówiony na przykładzie nowoczesnego odbiornika kolorowego stacjonarnego.
Moc zasilania układów sygnałowych odbiornika (głowice w.cz., układ pośr.cz., detektor, dekoder, tor różnicowy) jest niewielka i wynosi 4...6 W w zależności od stopnia integracji.
W stopniach końcowych wzmacniaczy wizyjnych ograniczenie poboru mocy osiągnięto dzięki przejściu ze wzmacniaczy klasy A na wzmacniacze klasy AB z obciążeniem aktywnym lub wzmacniacze klasy B komplementarne. Na rysunku 2 przedstawiono schematy ideowe wzmacniaczy wizyjnych klasy A i klasy B, a na rys. 3 charakterystyki mocy pobieranej z zasilacza i mocy traconej w tranzystorach w funkcji amplitudy napięcia wizyjnego dla obu wymienionych powyżej konfiguracji. Zmiana konfiguracji stopni końcowych wzmacniaczy wizyjnych z klasy A na klasę B pozwala zmniejszyć średnią moc pobieraną z zasilacza przez trzy stopnie RGB z około 16...20 W na 3...4 W, przy zachowaniu poprawnych charakterystyk przenoszenia sygnału wizyjnego.

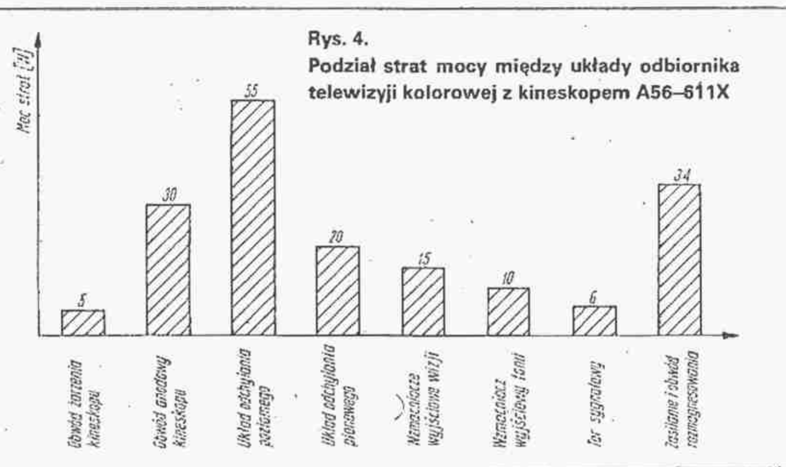


Rys. 2. Schemat stopnia wyjściowego wzmacniacza wizyjnego
a – wzmacniacz klasy A; b – wzmacniacz klasy B

W luksusowych odbiornikach stacjonarnych, w odniesieniu do stopni końcowych toru fonii, zaznacza się w ostatnich latach tendencja do zwiększania wyjściowej mocy akustycznej (stereofonia), co pociąga za sobą powiększenie mocy pobieranej



Rys. 3.
Charakterystyka poboru mocy stopnia końcowego wzmacniacza wizyjnego
a – wzmacniacz klasy A;
b – wzmacniacz klasy B



Rys. 4.
Podział strat mocy między układy odbiornika telewizyji kolorowej z kineskopem A56–611X

przez tor fonii z zasilacza. Tendencja ta jest sprzeczna z omawianą tendencją do ograniczania poboru mocy przez odbiorniki telewizyjne. Ze względu na uzyskanie dużej sprawności stopnie końcowe toru fonii są realizowane w klasie AB lub B. W zależności od przyjętego rozwiązania pobór mocy (nominalny) przez stopień końcowy toru fonii może zawierać się w przedziale od części wata do kilkunastu watów.

Jak wspomniano wyżej, w odbiorniku telewizyjnym największe straty mocy występują w układzie odchylania poziomego. W układzie tym, którego zadanie polega na wytworzeniu prądu impulsowego (piłokształtnego) o dużej wartości (rzędu kilku do kilkunastu amperów w zależności od typu kineskopu), znaczne straty występują zarówno w elementach półprzewodnikowych, jak i elementach biernych: elementach indukcyjnych i kondensatorach. Straty w półprzewodnikach (tranzystorach lub tyrystorach) zachodzą głównie w czasie przełączania ze stanu przewodzenia do stanu nieprzewodzenia. W celu zmniejszenia strat w elementach indukcyjnych należy na ich magnetowody stosować materiały o małych stratach dla przedziału częstotliwości 15...300 kHz.

Straty mocy w układzie odchylania poziomego w zależności od typu kineskopu wynoszą kilkanaście do kilkudziesięciu watów. Ponieważ w nowoczesnych odbiornikach układ odchylania poziomego dostarcza napięcia żarzenia i napięcia anodowego do kineskopu, moc pobierana przez układ odchylania poziomego wzrasta o dalsze 20...30 W. Bilans mocy w układzie odchylania poziomego na tyrystorach dla kineskopu PIL A56–611X zawiera tablica 4.

Tablica 4

Straty mocy w tyrystorowym układzie odchylania poziomego
(Kineskop PIL 110°, U_A = 26 kV, I_A = 0)

Element układu	Moc strat (W)
Cewki odchylające	18,0
Tyrystor wybierania	4,0
Tyrystor powrotu	6,0
Układ sterujący	3,0
Transformator WN	6,0
Korekcja W–E	3,0
Dławik wejściowy, cewka komutacyjna, obwód tłumienia	9,5
Korektor liniowości, korekcja N–S, obwód centrowania	6,0
Razem	55,5

W układach odchylania pionowego przy określonej mocy odchylania P_V, zmniejszenie poboru mocy uzyskuje się przez przejście w stopniach wyjściowych ze wzmacniaczy klasy A na wzmacniacze klasy B. W układach o dużej mocy odchylania (np. w układach z kineskopami PIL) stosowano obok wzmacniaczy klasy B wzmacniacze klasy D. W zależności od typu kineskopu i rodzaju wzmacniacza wyjściowego moc pobierana przez układ odchylania pionowego wynosi kilka do kilkunastu watów.

Źródłem strat mocy w odbiorniku telewizyjnym jest również układ zasilania. Ponieważ układ ten pośredniczy w przekazywaniu mocy z sieci do pozostałych układów odbiornika, powinien on charakteryzować się wysoką sprawnością. W praktyce sprawność układów zasilania wynosi od 50% (zasilacz z transformatorem sieciowym i stabilizatorami liniowymi) do około 80% (zasilacz wykonany w postaci przetwornicy impulsowej). Podniesienie sprawności układu zasilania do 90...95% można uzyskać, stosując w odbiorniku układy, które spełniają jednocześnie funkcje układu zasilania i układu odchylania poziomego. Sprawność układu zasilania wzrasta również w przypadku rozwiązań, które nie zapewniają izolacji od sieci zasilającej.

Podział strat mocy między układy odbiornika kolorowego Jowisz z kineskopem PIL 110° przedstawiono na rys. 4. Całkowity pobór tego odbiornika w zależności od egzemplarza wynosi 170...180 W.

* * *

Jak wynika z przytoczonych rozważań zasadniczy wpływ na pobór mocy odbiornika telewizyjnego ma kineskop, stopień nowoczesności rozwiązań układowych oraz stopień integracji jego elementów półprzewodnikowych. W przypadku odbiorników kolorowych zastosowanie kineskopów o dużych czułościach odchylania umożliwia zmniejszenie mocy zasilania w odbiornikach przenośnych do wartości 25...40 W, a w odbiornikach stacjonarnych do wartości 40...80 W.

Wdrożenie do produkcji w kraju kineskopów kolorowych PIL S4 serii 701X (110°) i serii 421X (90°) pozwoli na opracowanie odbiorników stacjonarnych o poborach rzędu 60...80 W i przenośnych o poborach 50...60 W.

W odbiornikach achromatycznych przenośnych o niewielkich przekątnych ekranu (np. 5") moc zasilania została obniżona do wartości 5...10 W. Produkcja odbiorników achromatycznych stacjonarnych została praktycznie w krajach o rozwiniętej technice zaniechana.

LITERATURA

1. Dureček J.: „Riošenie televiznych prijmačov z ohledom na spotrebu elektrickej energie". Sdelovaci technika 2/81
2. Kitao T., Kohrita T., Tashima J.: „Compact TV set with low power consumption". IEEE Transactions on Consumer Electronics. Vol. CE-25. August 1979
3. Bvilliantow D.P.: „Ob energopotreblenii TV prijomnikow". Tjechnika kino i telewidienia 2/81
4. Prokopowicz W.: „Wpływ układów odchylania kineskopu na pobór mocy przez odbiornik telewizyjny". Prace OBRTT, 1/79

mgr inż. KRYSTYNA PRÓSZYŃSKA

Układ scalony UL1102N

Monolityczny, bipolarny, analogowy układ scalony UL1102N tworzą dwa niezależne wzmacniacze różnicowane ze źródłami prądowymi. Układ jest przeznaczony do zastosowań uniwersalnych przede wszystkim w sprzęcie powszechnego użytku.

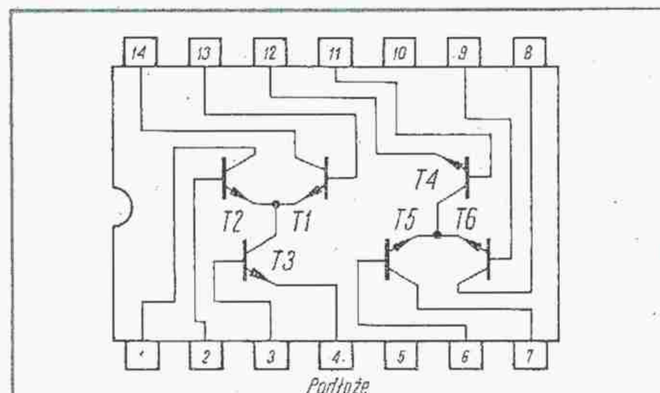
Układ UL1102N jest umieszczony w obudowie plastykowej, dwurzędowej o 14 wyprowadzeniach. Schemat układu przedstawiono na rys. 1.

A oto dopuszczalne wartości graniczne parametrów każdego z tranzystorów.

Maksymalne napięcie kolektor-emiter:	15 V
Maksymalne napięcie kolektor-baza:	20 V
Maksymalne napięcie kolektor-podłoże:	20 V
Maksymalne napięcie emiter-baza:	5 V
Maksymalny prąd kolektora:	50 mA
Maksymalna moc strat:	300 mW

Parametry statyczne każdego tranzystora.

Napięcie przebicia kolektor-emiter	przy $I_C = 1$ mA; $I_B = 0$:	min 15 V
Napięcie przebicia kolektor baza	przy $I_C = 10$ µA; $I_E = 0$:	min 20 V
Napięcie przebicia kolektor-podłoże	przy $I_C = 10$ µA; $I_C = 0$:	min 20 V
Napięcie przebicia emiter-baza	przy $I_E = 10$ µA, $I_C = 0$:	min 5 V
Napięcie przewodzenia baza–emiter	przy $U_{CB} = 3$ V, $I_C = 1$ mA:	max 0,8 V
Prąd zerowy kolektora	przy $U_{CB} = 10$ V; $I_E = 0$:	max 100 nA



Rys. 1. Schemat układu scalonego UL1102N

Układ UL1102N może znaleźć zastosowanie przy konstruowaniu przyrządów pomiarowych, np. woltomierzy, jako wzmacniacz błędu, wzmacniacz wejściowy, wzmacniacz napięcia odniesienia. Przykłady zastosowań omówiono poniżej.

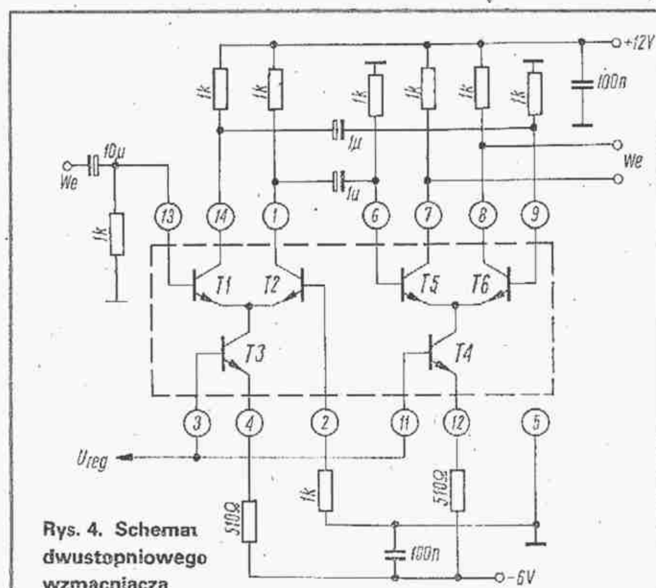
Na rysunku 2 przedstawiono schemat uniwersalnego symetrycznego wzmacniacza napięciowego.

Zakres napięć zasilania wzmacniacza wynosi 14...20 V, zakres napięć wejściowych 0...4 mV, wzmocnienie napięciowe 50 dB, pasmo przenoszenia 11...99 000 Hz.

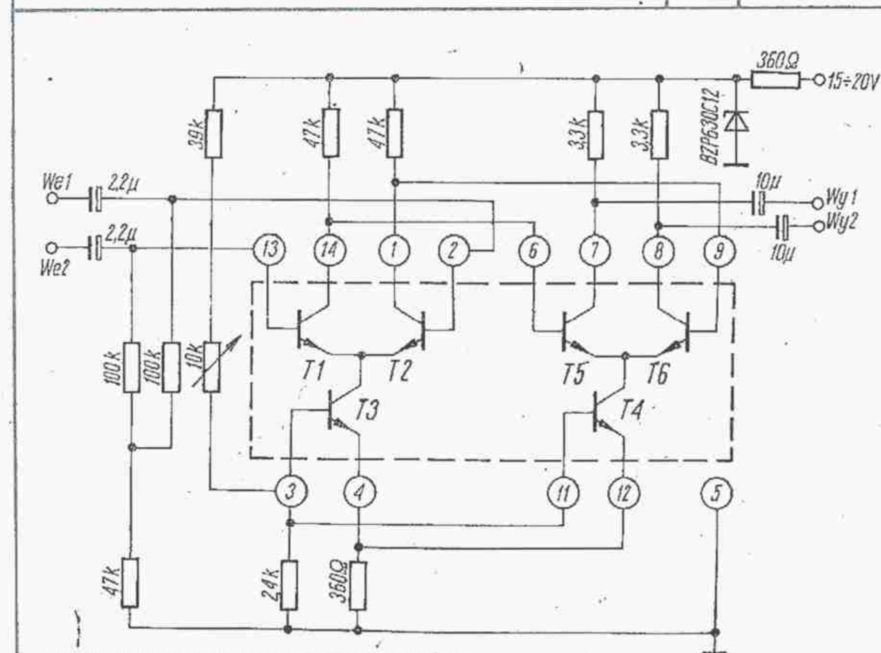
Na rysunku 3 przedstawiono schemat wzmacniacza napięciowego zbudowanego w oparciu o 1/2 układu scalonego UL1102N. Jest to wzmacniacz jednostopniowy.

Zakres napięć wejściowych wzmacniacza wynosi 0...40 mV, wzmocnienie napięciowe 30 dB przy Ureg = 0 i 10 dB przy Ureg = –5,5 V; pasmo przenoszenia 100...21 000 Hz.

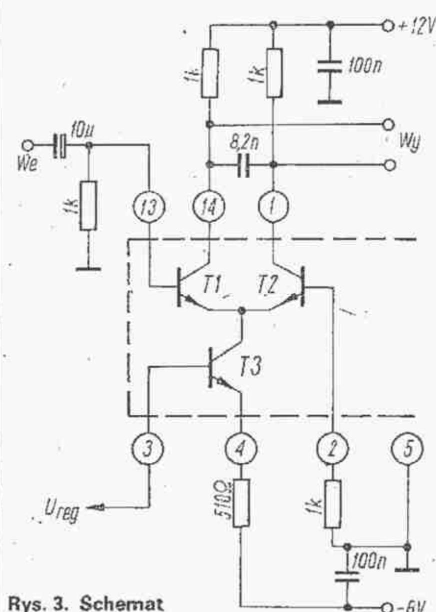
Na rysunku 4 przedstawiono schemat dwustopniowego wzmacniacza napięciowego z układem scalonym UL1102N. Zakres napięć wejściowych jest tu oczywiście taki sam, jak poprzednio, wzmocnienie napięciowe jest iloczynem wzmocnień obu stopni i wynosi 60 dB przy Ureg = 0 i 20 dB przy Ureg = –5,5 V. Pasmo przenoszenia 50...23 000 Hz.



Rys. 4. Schemat dwustopniowego wzmacniacza



Rys. 2. Schemat uniwersalnego wzmacniacza



Rys. 3. Schemat jednostopniowego wzmacniacza

Gramofon stereofoniczny G-8010

Gramofon G-8010, produkowany w Łódzkich Zakładach Radiowych UNITRA-FONICA, jest urządzeniem stereofonicznym klasy Hi-Fi, przeznaczonym do odtwarzania nagrań z płyt monofonicznych i stereofonicznych.

Gramofon jest wyposażony w układy elektronicznej stabilizacji obrotów silnika, układy wyłączania napędu i unoszenia ramienia gramofonu nad płytę po zakończeniu jej odtwarzania, urządzenie do ręcznego unoszenia ramienia w dowolnym miejscu odtwarzanej płyty, układ tłumienia sygnału wkładki magnetycznej w czasie, gdy nie bierze ona udziału w odtwarzaniu nagrań oraz w ramię (adapter) o nowej, nowoczesnej konstrukcji.

Ramię gramofonu nowej konstrukcji, charakteryzujące się minimalnymi oporami w łożyskowaniu pionowym i poziomym, jest wyposażone we wkładkę magnetyczną typu ME-100 z igłą diamentową sferyczną oraz w kompletne układy uruchamiające układ tłumienia sygnału wkładki, elektromagnes do automatycznego podnoszenia, dźwigniowe urządzenie antyskatingu i w mikrowyłącznik pracy gramofonu.

Wymienione właściwości oraz estetyczne i nowoczesne rozwiązanie plastyczne, a także dobra jakość wykonania powodują, że gramofon G-8010 cieszy się dużym popytem. Szczególnie chętnie jest nabywany przez posiadaczy „wież".

Schemat ideowy układu elektrycznego gramofonu przedstawiono poniżej.

DANE TECHNICZNE

Prędkość obrotowa talerza:	$33^1/_3$ i 45 obr/min
Zakres płynnej regulacji obrotów:	> ±2%
Kołysanie dźwięku:	⩽0,15%
Poziom zakłóceń od wibracji napędu (ważony):	⩽–58 dB
Pasmo przenoszenia wkładki:	40...12 500 Hz
Tłumienie przesłuchu między kanałami:	> 20 dB (przy 1000 Hz)
Ostrze igły (diamentowa):	r = 13...18 μm (sferyczne)
Nacisk igły na płytę:	1...2 G (zalecany 2 G)
Skuteczność wkładki:	⩾ 0,7 mV·s/cm przy 1000 Hz
Impedancja obciążenia:	47 kΩ ±10% i równolegle 120 pF ±10%
Pobór mocy:	< 20 W
Wymiary:	360X386X120 mm
Ciężar:	ok. 5,8 km

Talerz gramofonu jest napędzany silnikiem prądu stałego typu E3208N, włączonym w układ regulacji i stabilizacji prędkości obrotowej, zrealizowany z tranzystorami T1...T6.

Tranzystory T5 i T6 pracują w układzie wzmacniacza błędu, porównującego napięcie proporcjonalne do prędkości obrotowej silnika (doprowadzane do bazy tranzystora T5) z napięciem wzorcowym (doprowadzane do bazy tranzystora T6). Napięcie proporcjonalne do prędkości obrotowej silnika jest uzyskiwane w układzie pracującym z czujnikiem fotorezystorowym F2, tarczą z otworami, żarówką Ż2, tranzystorami T1 i T2 oraz z diodami D4 i D5.

Fotorezysor F2 jest oświetlany przez żarówkę Ż2 w momentach, w których otwory obracającej się tarczy, osadzonej na osi silnika, znajdują się na drodze promienia świetlnego między żarówką a fotorezystorem. Dzięki temu na fotorezystorze, a także na rezystorze R2 są uzyskiwane sygnały zmienne o częstotliwości proporcjonalnej do prędkości obrotowej tarczy z otworami. Sygnały te są wzmacniane w układach pracujących z tranzystorami T1 i T2, a następnie prostowane w układzie zrealizowanym z diodami D4 i D5. Wartość tego wyprostowanego napięcia, które służy do polaryzacji bazy tranzystora T5, jest proporcjonalna do prędkości obrotowej silnika.

Napięcie wzorcowe, zasilające bazę tranzystora T6, jest pobierane z dzielnika składającego się z rezystorów R13, P1, R14 i P4 (przy $33^1/_3$ obr/min) lub R15, P2, R14 i P4 (przy 45 obr/min). Napięcie wyjściowe wzmacniacza błędu jest doprowadzane do bazy tranzystora T3, który wraz z tranzystorem T4 pracuje w układzie wzmacniacza mocy, sterującego silnik. Od wartości tego napięcia zależy praca silnika (prędkość obrotowa).

Do płynnej korekcji prędkości obrotowej silnika, a więc i talerza gramofonu, służy potencjometr P4. Działa on przy obu prędkościach. Potencjometry P1 i P2 (montażowe) służą do wstępnej regulacji prędkości obrotowej silnika, odpowiednio przy $33^1/_3$ obr/min i 45 obr/min. Talerz gramofonu jest wyposażony w tarczę stroboskopową.

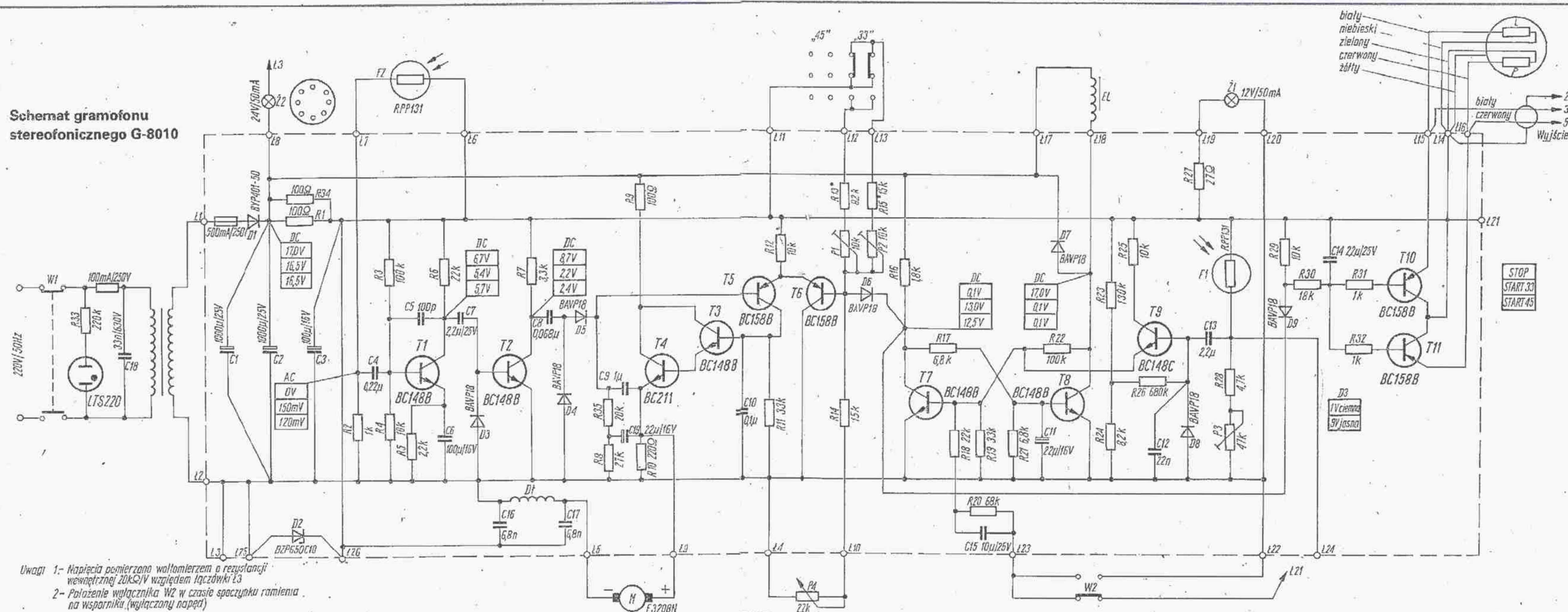
Tranzystory T7 i T8 pracują w układzie przerzutnika bistabilnego, sterującego działaniem elektromagnesu E1, stabilizatora obrotów silnika i układem tłumienia sygnału z wkładki magnetycznej. Wtedy, gdy ramię gramofonu znajduje się w stanie spoczynku (na podstawce), tranzystor T7 znajduje się w stanie przewodzenia, a tranzystor T8 jest zablokowany. Po podniesieniu ręką ramienia, zostaje uruchomiony mikrowyłącznik W2 (zwiera łączówki Ł22 z Ł23). Zmiana punktu pracy tranzystora T7 powoduje zmianę stanu przerzutnika, czyli zostaje zablokowany tranzystor T7, a tranzystor T8 przechodzi w stan przewodzenia. Powoduje to przepływ prądu przez elektromagnes uruchamiający „windę" ramienia oraz odpowiednie spolaryzowanie diod D6 i D9 (zablokowanie), a w konsekwencji zablokowanie układu tłumienia sygnału z wkładki oraz doprowadzenie do wzmacniacza błędu właściwego napięcia wzorcowego. Zwalnianie windy ramienia w dół jest dokonywane za pomocą specjalnego klawisza.

Tranzystory T10 i T11 pracują w układzie tłumienia sygnału z wkładki gramofonowej. Tranzystory te są w stanie przewodzenia zawsze wtedy, gdy ramię gramofonu znajduje się w stanie spoczynku. Ich rezystancja wyjściowa jest wtedy mała i zwiera uzwojenie wkładki, tłumiąc tym samym indukujące się w niej sygnały.

Żarówka Ż1, fotorezystor F1 oraz układ zrealizowany z tranzystorem T9 stanowią tzw. wyłącznik prędkościowy. Podczas odtwarzania nagrań z płyty fototranzystor F1 jest zasłonięty od światła z żarówki Ż1 przesłoną umieszczoną na dźwigni połączonej z kolumną ramienia gramofonu. Po wejściu igły w rowek kończący nagranie, następuje szybkie i większe odsłonięcie fotorezystora. Wywołuje to „skok" napięcia na fotorezystorze, który po zróżniczkowaniu w układzie złożonym z kondensatora C13 i rezystora R26, wysterowuje tranzystor T9, a następnie powoduje zmianę stanu przerzutnika pracującego z tranzystorami T7 i T8. Po zmianie stanu przerzutnika nastąpi zanik prądu płynącego przez elektromagnes i wyłączenie napędu. Dzięki specjalnym układom mechanicznym zostaje jednocześnie podniesione ramię gramofonu.

Zasilacz jest zrealizowany w konwencjonalnym układzie. Dioda Zenera D2 pełni pełni w nim funkcję stabilizatora. Zastosowana w zasilaczu neonówka jest wykorzystywana do uzyskiwania zjawiska stroboskopowego.

Z.B.



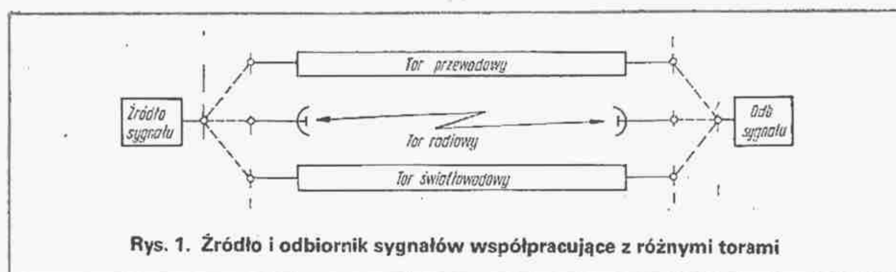
ALEKSY BRODOWSKI

Telekomunikacja światłowodowa

Każdy system teletransmisyjny składa się ze źródła sygnałów elektrycznych, toru przemysłowego i odbiornika sygnałów. Sygnały elektryczne wychodzące ze źródeł sygnałów mogą być przesyłane przy użyciu różnych torów telekomunikacyjnych, takich jak:
- tory przewodowe,
- tory radiowe,
- tory falowodowe,
- tory światłowodowe.

Z tych czterech rodzajów torów najpowszechniej są stosowane tory przewodowe i radiowe. Tory falowodowe mają ograniczone zastosowanie, tory światłowodowe są wprowadzane do eksploatacji dopiero od niedawna, ale już zaczynają być konkurencyjne w stosunku do dwóch pierwszych rodzajów torów.

Współpracę źródeł i odbiorników sygnałów z torami przesyłowymi można przedstawić w sposób uproszczony, jak na rysunku 1. Na ogół źródła (nadajniki) i odbiorniki sygnałów są tak skonstruowane, aby mogły współpracować z różnymi rodzajami torów.



Rys. 1. Źródło i odbiornik sygnałów współpracujące z różnymi torami

Najbardziej rozpowszechnioną służbą telekomunikacyjną jest telefonia. Z tej przyczyny prace nad systemami teletransmisyjnymi były przede wszystkim ukierunkowane na przesyłanie sygnałów telefonicznych. Przy przesyłaniu tych sygnałów na większe odległości tory telekomunikacyjne są zazwyczaj wykorzystane wielokrotnie, tzn. jedną parą torów (dla każdego kierunku jeden tor) może być przesyłanych wiele rozmów telefonicznych. Przeto torem przesyła się zwykle sygnał zbiorczy, będący niejako sumą wszystkich pojedynczych sygnałów telefonicznych. Funkcje odpowiedniego przygotowania wspólnego sygnału zbiorczego spełniają tzw. krotnice telefoniczne. Na końcu toru telekomunikacyjnego istnieją również krotnice, które z kolei sygnał zbiorczy rozdzielają na sygnały należące do poszczególnych, pojedynczych rozmów telefonicznych. Takie systemy teletransmisyjne są nazywane systemami wielokrotnymi.

Ponieważ tory telekomunikacyjne mają określony zasięg, głównie ze względu na występujące straty energii wzdłuż toru, przy większych odległościach istnieje konieczność wzmacniania sygnałów. Wówczas droga przesyłanego sygnału składa się z szeregu odcinków torów przesyłowych, między którymi są zainstalowane wzmacniacze. Zazwyczaj na początku i na końcu takiej drogi istnieją urządzenia kształtujące sygnał zbiorczy do postaci nadającej się do przesyłania go przez tor. Zespół urządzeń zawierających tory, wzmacniacze przelotowe oraz urządzenia na końcach drogi, służący do przesyłania sygnałów w obu kierunkach transmisji nazywa się traktem (teletransmisyjnym); trakty zakończone z obu stron krotnicami stanowią zestrój teletransmisyjny (rys. 2).

Stosowane są dwie metody tworzenia zbiorczych sygnałów telefonicznych:



Rys. 2. Schemat blokowy zestroju teletransmisyjnego

● Metoda modulacji amplitudy przebiegu nośnego, innego dla każdego kanału telefonicznego*. Systemy oparte na tej metodzie są nazywane często analogowymi systemami teletransmisyjnymi. Są one nazywane także systemami o częstotliwościowym podziale kanałów, gdyż każdy kanał telefoniczny zajmuje określone, inne pasmo częstotliwości. Na świecie stosuje się systemy analogowe o krotności do 10 800 kanałów telefonicznych (w jednym trakcie) przy użyciu torów przewodowych (współosiowych), w Polsce występują systemy o krotności do 2700 kanałów. W liniach radiowych stosuje się systemy do 2700 kanałów telefonicznych, w Polsce pracują systemy radiowe o krotności do 1800 kanałów.

* W rzeczywistości proces tworzenia sygnału jest dość złożony: tworzy się najpierw pewne grupy kanałów, np. 12-kanałowe, a następnie te grupy, a właściwie sygnały zbiorcze tych grup modulują przebiegi nośne grupowe itd. Do toru przesyłowego doprowadza się na ogół tylko jedną ze wstęg bocznych procesów modulacji, bez przebiegu nośnego.

● Metoda modulacji impulsowej. W tej metodzie pierwotny sygnał telefoniczny zostaje poddany próbkowaniu co pewien, dostatecznie krótki czas i w tor przesyłowy zostaje wysłany zamiast sygnału pełnego tylko ciąg impulsów o różnej amplitudzie. Po odebraniu takich „próbek" można odtworzyć z powrotem sygnał pierwotny. Jeżeli impuls próbki jest dość wąski, to między kolejnymi impulsami należącymi do tego samego sygnału można umieścić przesunięte w czasie impulsy pochodzące z próbkowania innych sygnałów telefonicznych. W ten sposób w jednym torze przesyłowym można utworzyć wiele kanałów telefonicznych. Takie systemy nazywają się systemami o czasowym podziale kanałów.

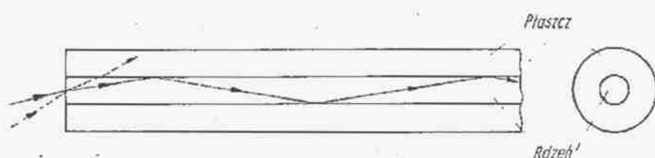
W nowoczesnych systemach zamiast wysyłania impulsów o różnej amplitudzie wysyła się zakodowaną informację cyfrową o poziomie impulsu, wobec czego każda próbka jest przesyłana jako pakiet impulsów o jednakowej amplitudzie. Takie systemy nazywają się systemami o modulacji impulsowej kodowej albo – ze względu na transmisję danych cyfrowych o amplitudzie impulsu próbki – teletransmisyjnymi systemami cyfrowymi. Na świecie stosuje się systemy o krotności do 1920 kanałów. W Polsce opracowano systemy o krotności do 120 kanałów, w końcowym stadium opracowania znajduje się system 480-krotny.

To krótkie przypomnienie zasad pracy podstawowych systemów teletransmisyjnych wykorzystujących jako tory przesyłowe tory kablowe lub radiowe pozwoli lepiej wniknąć w zasady tworzenia torów światłowodowych.

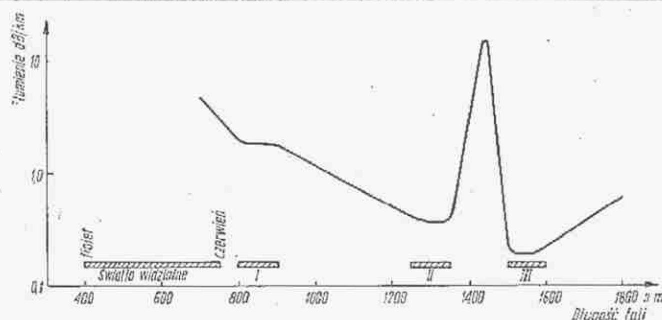
NATURA ŚWIATŁOWODU

Zjawisko „prowadzenia" światła przez strumień wody zaobserwował przeszło 100 lat temu prof. John Tyndall, fizyk irlandzki – współpracownik Michaela Faradaya. Eksperyment jego polegał na oświetleniu wnętrza naczynia z wodą, która wypływała zakrzywionym strumieniem przez boczny otwór w tym naczyniu. Promienie światła utrzymywały się w wypływającym strumieniu wody (oczywiście naczynie było wykonane z materiału nie puszczającego światła). Strumień wody stanowił swego rodzaju „światłowód". Zjawisko prowadzenia światła występuje również w innych ośrodkach ciekłych i stałych, szczególnie dobrym przykładem może być włókno szklane. Ono też stało się przedmiotem badań fizyków.

Zanim doszło do praktycznego wykorzystania światłowodów z włókna szklanego, należało bliżej zbadać „naturę" tego włókna. Okazało się, że promienie świetlne przebiegają wzdłuż światłowodu dzięki



Rys. 3. Przebieg promieni świetlnych w światłowodzie



Rys. 4. Typowa charakterystyka tłumieniowa światłowodu

temu, że część ich ulega odbiciu od miejsc styku włókna szklanego z otoczką (płaszczem) pokrywającą włókno, wykonaną z materiału o większej prędkości rozchodzenia się światła. Mechanizm rozchodzenia się promienia świetlnego w światłowodzie ilustruje rys. 3.

Jeżeli promienie świetlne wchodzą do światłowodu nieznacznie odchylone od jego osi, to występują odbicia od wewnętrznej powierzchni płaszcza i promienie poza rdzeń nie wydostają się (linia ciągła na rys. 3). Jeżeli kąt padania promieni jest znacznie odchylony od osi, wówczas promienie wnikają do płaszcza otaczającego rdzeń (linia przerywana na rys. 3). Działają tu znane z optyki prawa odbicia i załamania światła. Wydostające się poza rdzeń promienie są tracone, co powoduje ubytek energii, czyli występuje tłumienie energii.

Nie są to jedyne przyczyny powodujące utratę energii promieni świetlnych. Tłumienie przesyłanej energii zależy w dużym stopniu od rodzaju materiału, z którego jest wykonany rdzeń światłowodu i od czystości tego materiału. Najmniejsze tłumienie wykazuje szkło kwarcowe, a jeśli chodzi o zanieczyszczenia (jony metali i jony OH powstające w czasie obróbki technologicznej), uzyskuje się już bardzo wysoki stopień czystości (tylko kilka części zanieczyszczeń na miliard części materiału podstawowego).

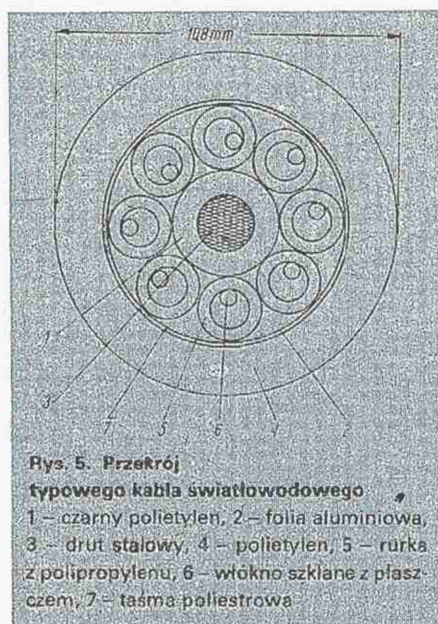
Zanieczyszczenia występujące w światłowodzie są m. in. powodem zjawisk absorpcji energii w pewnych zakresach fal. Typową charakterystykę tłumieniową światłowodu przedstawiono na rys. 4. Występują na niej trzy okna transmisyjne: w pobliżu 850 nm, 1300 nm i 1550 nm. Minimalne tłumienności uzyskiwane w tych oknach są rzędu, odpowiednio: 1,5 dB/km, 0,4 dB/km i 0,2 dB/km. Badania nad poszukiwaniem nowych materiałów na światłowody wykazały, że istnieją takie związki (np. bromo-jodek talu), dla których uzyskuje się rewelacyjnie małe tłumienia, rzędu 0,001 dB/km.

Jak wspomniano, promienie świetlne rozchodzą się wzdłuż światłowodu różnymi drogami, wobec czego promienie biegnące wzdłuż osi symetrii dochodzą do końca światłowodu wcześniej, promienie odbijane przez ścianki – później, gdyż przebywają dłuższe drogi. W efekcie otrzymuje się opóźnienia między czasem przebiegu promieni krótszymi drogami, a czasem przebiegu promieni dłuższymi drogami, dochodzące do kilkudziesięciu ns/km. Powoduje to, że odebrany na końcu światłowodu impuls jest „rozmyty", wskutek czego dla poprawnego odbioru impulsów odstęp czasu między kolejnymi impulsami musi być odpowiednio duży. Ogranicza to możliwości wykorzystania pasma modulacyjnego systemu światłowodowego.

W dążeniu do zwiększenia pasma modulacyjnego opracowano światłowody o zmiennym współczynniku załamania światła w rdzeniu (największym w środku rdzenia i malejącym w miarę oddalania się od środka), w których uzyskuje się różnicę czasu między przebiegiem promieni najkrótszą drogą a przebiegiem promieni drogą najdłuższą, wynoszącą mniej niż 1 ns/km. Są to tzw. światłowody gradientowe, a ich pasmo modulacyjne wynosi rzędu 1 GHz w odniesieniu do 1 km i odpowiednio mniej przy większych długościach.

Obecnie w praktyce stosuje się światłowody gradientowe o średnicy rdzenia ok. 0,05 mm i średnicy płaszcza ok. 0,1 mm.

Włókna światłowodowe zebrane w pewną konstrukcyjną całość tworzą kabel



Rys. 5. Przekrój typowego kabla światłowodowego
1 – czarny polietylen, 2 – folia aluminiowa, 3 – drut stalowy, 4 – polietylen, 5 – rurka z polipropylenu, 6 – włókno szklane z płaszczem, 7 – taśma poliestrowa

światłowodowy. Typową konstrukcję takiego kabla przedstawiono na rys. 5.

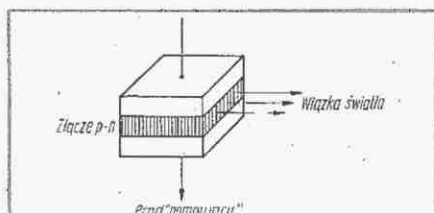
ROZWÓJ TECHNOLOGII ŚWIATŁOWODÓW

Omawiane dotychczas właściwości światłowodów odnosiły się głównie do tzw. światłowodów wielomodowych, tj. przenoszących energię świetlną wzdłuż włókna szklanego wieloma drogami. Okazało się, że przy zmniejszaniu średnicy światłowodu (a także przy wydłużaniu fali świetlnej) maleje liczba modów, prowadząc do światłowodu jednomodowego, tj. takiego, w którym jest prowadzona tylko jedna fala świetlna bez żadnych wewnętrznych odbić. Nie występują wówczas przesunięcia czasowe fal dochodzących do końca światłowodu i zwiększa się znakomicie pasmo modulacyjne, osiągając setki GHz dla długości 1 km światłowodu. Wymagać to będzie jednak światłowodów o wielokrotnie mniejszych średnicach rdzenia – poniżej 0,01 mm, co ze względów technologicznych będzie nastręczać przy produkcji wiele trudności, nie wspominając o problemach łączenia ze sobą tak cienkich nitek włókna szklanego oraz kwestii doprowadzania do takiego światłowodu energii świetlnej. Niemniej transmisyjne zalety światłowodów jednomodowych będą skłaniać do dalszych poszukiwań łatwiejszych i ekonomiczniejszych metod ich produkcji.

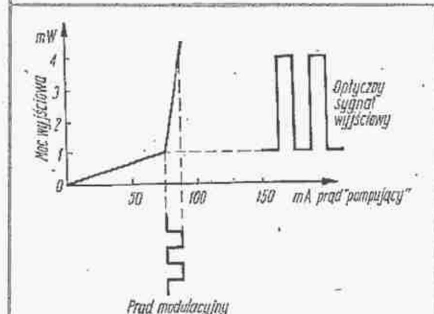
ŹRÓDŁA I ODBIORNIKI ŚWIATŁA

Jako źródła światła do celów telekomunikacji światłowodowej wykorzystuje się obecnie diody laserowe, dające spójną wiązkę fal, tj. fal o tej samej częstotliwości i stałej różnicy faz w czasie. Obecnie stosowane diody laserowe są przeważnie oparte na monokrysztale arsenku galu (GaAs), w którym utworzono obszar złącza typu p-n. Obszar ten staje się źródłem promieniowania pod wpływem przepływającego przez ten obszar prądu „pompującego". Długość fali promieniowanej przez diody laserowe tego typu jest rzędu 850 nm. Strukturę diody laserowej przedstawiono na rys. 6, zaś charakterystykę pracy – na rys. 7.

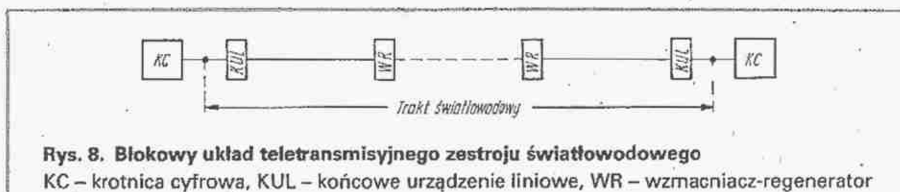
Jako odbiorniki światła stosuje się zazwy-



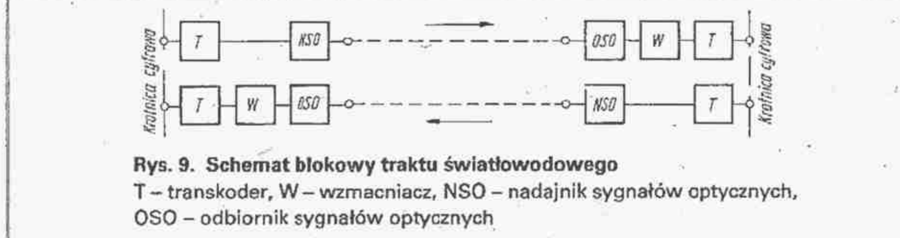
Rys. 6.
Uproszczona struktura diody laserowej



Rys. 7.
Charakterystyka pracy diody laserowej



Rys. 8. Blokowy układ teletransmisyjnego zestroju światłowodowego
KC – krotnica cyfrowa, KUL – końcowe urządzenie liniowe, WR – wzmacniacz-regenerator



Rys. 9. Schemat blokowy traktu światłowodowego
T – transkoder, W – wzmacniacz, NSO – nadajnik sygnałów optycznych, OSO – odbiornik sygnałów optycznych

czaj fotodiody lawinowe, które zamieniają sygnały optyczne na sygnały elektryczne.

ŚWIATŁOWODOWE SYSTEMY TELETRANSMISYJNE

Zasadę działania systemu światłowodowego można przedstawić na przykładzie przesyłania sygnałów telefonicznych, do nich bowiem obecnie ogranicza się wykorzystanie światłowodów w telekomunikacji.

Jakkolwiek torem światłowodowym można przesyłać sygnały analogowe, to jednak sygnały impulsowe (modulacja impulsowa kodowa) są bardziej korzystne do sterowania diod laserowych. Schemat blokowy zestroju światłowodowego z krotnicami cyfrowymi przedstawiono na rysunku 8.

Krotnica cyfrowa ze swego wyjścia dostarcza do końcowego urządzenia liniowego sygnał zbiorczy w postaci impulsów uformowanych przez transkoder krotnicy, zamieniający przebieg binarny na przebieg dogodny do przesyłania w trakcie przewodowym**. Jest to przebieg kształtowany przy użyciu kodu wielopoziomowego, np. szeroko stosowanego kodu trójpoziomowego o symbolu HDB3. Przebieg uformowany takim kodem nie jest dogodny do wykorzystania w trakcie światłowodowym, zatem w końcowym urządzeniu liniowym sygnał taki jest zamieniany na sygnał o kodzie binarnym (dwustanowym). Na końcu odbiorczym sygnał optyczny jest zamieniony w końcowym urządzeniu liniowym przez fotodiodę na sygnał elektryczny, następnie wzmocniony i jego przebieg (zakodowany binarnie) jest zamieniony na przebieg zakodowany kodem wielopoziomowym (np. HDB3).

Blokowy układ traktu światłowodowego przedstawiono na rys. 9.

Zasięg przesyłania sygnałów optycznych zależy przede wszystkim od wartości tłumienia toru światłowodowego, wyjściowej mocy źródła światła i czułości fotodiod odbiorczych. Współczesne telefoniczne systemy światłowodowe pracują ze światłowodami o tłumienności do ok. 40 dB. Jeżeli tłumienność jest większa, sygnał optyczny należy wzmocnić i zregenerować (usunąć „rozmycie" impulsów). Orientacyjne odstępy między wzmacniaczami-regeneratorami sygnałów wynoszą:

Krotność systemu cyfrowego	30	120	480	1920	Kanałów telefon.
Odcinek regener.	14	12	11	10	km

układać konwencjonalnych kabli współosiowych dla telefonii, a do 1990 r. przewiduje się eksploatację ponad 100 tys. km torów światłowodowych.

Szerokie pasmo modulacyjne w światłowodach jednomodowych umożliwi dalsze zwiększenie liczby kanałów telefonicznych sięgające kilku milionów lub utworzenie wielkiej liczby kanałów do transmisji sygnałów telewizji kolorowej.

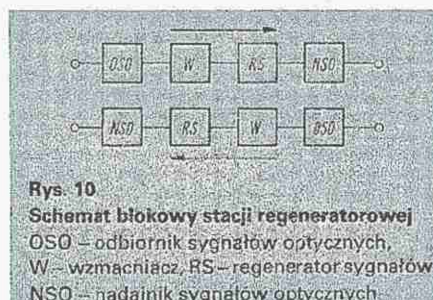
Możliwości uzyskania w przyszłości w systemach światłowodowych tak dużej liczby kanałów pozwala przypuszczać, że linie światłowodowe będą spełniać wiele funkcji: będą służyć do transmisji rozmów telefonicznych, transmisji programów radiofonicznych i telewizyjnych, do przesyłania sygnałów teledacyjnych itp.

Blokowy schemat stacji regeneratorowej przedstawiono na rys. 10.

PRZYSZŁOŚĆ TELEKOMUNIKACJI ŚWIATŁOWODOWEJ

Intensywne prace nad włóknami światłowodowymi, źródłami światła i detektorami sygnałów świetlnych prowadzą przede wszystkim do zmniejszenia tłumienności światłowodu. Już obecnie istnieją linie doświadczalne (Japonia, W. Brytania) umożliwiające bez wzmacniania i regeneracji sygnałów tworzenie łączy telefonicznych o długości rzędu 100 km.

Wg zapowiedzi Administracji Brytyjskiej, począwszy od 1984 r. nie będzie się już



Rys. 10
Schemat blokowy stacji regeneratorowej
OSO – odbiornik sygnałów optycznych, W – wzmacniacz, RS – regenerator sygnałów, NSO – nadajnik sygnałów optycznych

przy wykorzystaniu wspólnego środka transmisji, jakim jest włókno światłowodu.

Prognostycy z dziedziny telekomunikacji (za granicą) przewidują, że w dużych aglomeracjach miejskich powstaną sieci światłowodowe, które oprócz pełnienia funkcji dla tradycyjnych służb telekomunikacyjnych, umożliwią zorganizowanie nowych służb, jak np.:

- indywidualne wybieranie i odbiór filmów z centralnej „filmoteki", przy czym jakość odbioru będzie b. wysoka;
- zdalne odczytywanie stanów liczników zużycia wody, gazu i energii elektrycznej itd.

LITERATURA

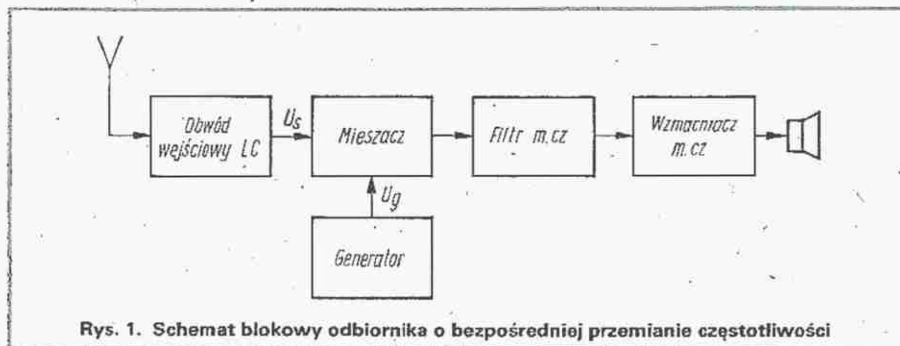
[1] „Aktuell". Funkschau nr 18/1981
[2] Endersz G.: Optical fibre cables. Ericsson Review nr 3/1980
[3] Giertz H., Vucins V.: 34 Mbit/s optical fibre line system, ZAH 34-1. Ericsson Review nr 3/1980
[4] Smoliński A.: Światłowody. Problemy nr 3 i 4/1982
[5] Triboulet M., Caprorossi D., Rousseau M.: Transmission par fibres optiques. Commutation et Transmission nr 1/1979

** Krotnice cyfrowe były opracowywene z myślą o współpracy z traktami przewodowymi. Te same krotnice są wykorzystywane do współpracy z traktami radiowymi i światłowodowymi.

Odbiornik o bezpośredniej przemianie częstotliwości

mgr inż.
ANDRZEJ
JANECZEK

Celem artykułu jest przedstawienie nowego typu mieszacza (detektora do odbiornika z bezpośrednią przemianą częstotliwości, który mimo swej prostoty jest mało znany wśród konstruktorów polskich.
W ostatnich latach odbiorniki o bezpośredniej przemianie częstotliwości zyskały na świecie dużą popularność, szczególnie wśród początkujących krótkofalowców. Jedną z największych zalet jest prostota układu, a tym samym łatwość wykonania i niski koszt.
Oprócz wymienionych cech do zalet tych odbiorników należy duża czułość i selektywność, bardzo duża odporność na modulację skrośną (a więc brak pobocznych sygnałów zakłócających, przez co uzyskuje się wysoką jakość odbioru).
Poważną wadą tych odbiorników jest odbiór dwusygnałowy, polegający na jednakowo silnym odbiorze każdego sygnału telegraficznego w warunkach, gdy częstotliwość generatora jest mniejsza lub większa od częstotliwości odbieranej. Przy odbiorze SSB istnieją możliwości jednoczesnego odbioru wstęgi właściwej i resztek stłumionej wstęgi bocznej. Wada ta może być usunięta przez fazową selekcję sygnału (patrz „Radio" radz. nr 10/74).



Rys. 1. Schemat blokowy odbiornika o bezpośredniej przemianie częstotliwości

Schemat blokowy odbiornika o bezpośredniej przemianie częstotliwości przedstawiono na rys. 1.

Mieszacz zawiera dwie diody krzemowe lub germanowe, połączone przeciwnie – równolegle. Charakterystykę napięciowo-prądową tak wykonanego nieliniowego elementu przedstawiono na rys. 2; na tym samym rysunku zaznaczono przebieg napięcia wejściowego z generatora. Taka charakterystyka może być w przybliżeniu opisana równaniem trzeciego stopnia:

$$I = AU + BU^3 \quad [1]$$

przy czym: A i B – współczynniki stałe.

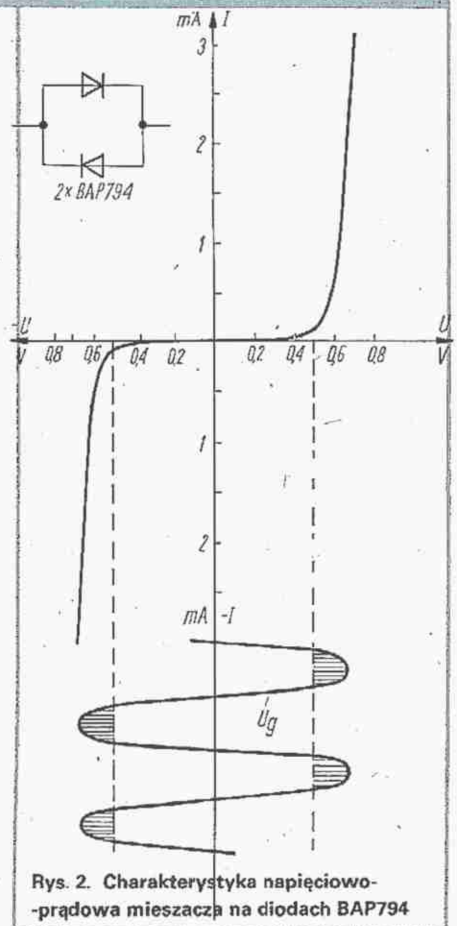
Rozpatrzmy uproszczony schemat mieszacza z diodami D1 i D2, do których dołączono napięcie U złożone z sumy napięcia wejściowego U_s i generatora U_g (rys. 3):

$$U = U_s \cdot \cos 2\Pi f_s t + U_g \cdot \cos 2\Pi f_g t \quad [2]$$

W obwód elementu nieliniowego włączono obciążenie – rezystor R_0 zablokowane kondensatorem C_0.
Podstawiając wyrażenie na napięcie U [2] do wyrażenia opisującego charakterystykę nieliniowego elementu [1] zauważymy, że w obwodzie z nieliniowym elementem będą płynąć prądy o częstotliwości sygnałów f_s, generatora f_g i produktów przemiany z częstotliwościami $2f_g \pm f_s$.
Jeżeli natężenie sygnału generatora jest większe od natężenia sygnału wejściowego (a przeważnie jest tak, gdyż sygnał generatora jest przeciętnie 1000 razy większy od sygnału wejściowego), to amplituda wyjściowych produktów przemiany okazuje się bardzo mała, praktycznie do pominięcia. Kondensator blokujący C_0 eliminuje sygnały o wielkich częstotliwościach oraz sumę obu sygnałów wejściowych i w obwodzie płynie prąd o częstotliwości akustycznej:

$$I = \frac{3}{4} B U_s U_g^2 \cos 2\Pi (2f_g - f_s) t \quad [3]$$

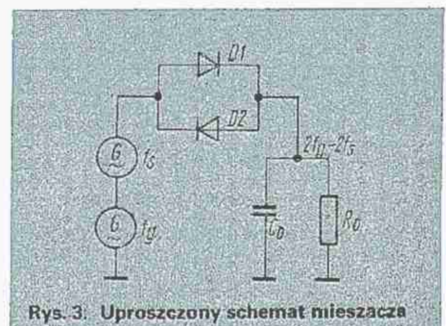
Pracę mieszacza można przedstawić następująco: przy przejściu napięcia U_g przez 0 (rys. 2) obie diody są w stanie nieprzewodzenia i prąd w obwodzie nie płynie. Z napięciowo-prądowej charakterystyki widać, że diody są otwierane i zaczynają przewodzić prąd przy napięciu większym od napięcia progowego, równego przykładowo 0,5 V. Jeżeli do diod przyłączono napięcie generatora 0,6...0,7 V, to w jednym okresie diody mieszacza otwierają się i przewodzą prąd dwukrotnie na szczytach dodatniego i ujemnego półokresu. Mieszacz pracuje jak klucz, zamykając obwód z częstotliwością równą podwójnej częstotliwości generatora. Odpowiednio, źródło sygnału wejściowego dwukrotnie włącza się do obciążenia (filtr m.cz.); przy częstotliwości włączenia, na obciążeniu powstają oscylacje z częstotliwością równą $2f_g - f_s$.



Rys. 2. Charakterystyka napięciowo--prądowa mieszacza na diodach BAP794

Proces powstawania sygnału m.cz. w odbiorniku o bezpośredniej przemianie częstotliwości przedstawiono graficznie na rysunku 4. Wykres na rys. 4a przedstawia przebieg napięcia generatora. Zakreskowane pola oznaczają czas otwarcia diod i przewodzenia prądu do obciążenia. Wykres na rys. 4b przedstawia napięcie sygnału wejściowego, którego częstotliwość jest niewiele większa od podwójnej częstotliwości generatora. Na wykresie z rys. 4c widoczny jest przebieg prądu płynącego do obciążenia; jest on proporcjonalny do chwilowej wartości sygnału, gdy jedna z diod jest otwarta.

Cd. na str. 24



Rys. 3. Uproszczony schemat mieszacza

Sprzęt telewizyjny, radiowy i elektroakustyczny f-my Sanyo

Pod koniec ubiegłego roku znana japońska firma Sanyo zorganizowała w Warszawie dużą wystawę elektronicznego sprzętu powszechnego użytku. Wśród około 100 eksponatów znalazły się m.in.: magnetowidy, odbiorniki telewizyjne, odbiorniki radiofoniczne, gramofony, magnetofony a także kalkulatory, kuchnie mikrofalowe, akumulatorki Ni-Cd wraz z zasilaczami do ładowania. Najliczniej były jednak reprezentowane radiomagnetofony.

A oto niektóre, bardziej interesujące eksponaty z tej wystawy.

Odbiornik telewizyjny – projekcyjny CVP9200 (fot. 1)

Obraz jest wytwarzany przez trzy oddzielne lampy kineskopowe (fot. 2), każda dla jednego podstawowego koloru. Obrazy są rzutowane za pomocą systemu soczewek i zwierciadła na ekran – matową szybę o przekątnej 115 cm. Odbiornik jest dostosowany do systemów PAL, SECAM i NTSC. Można zaprogramować odbiór 12 kanałów. Wzmacniacz mocy stereofoniczny 2×10 W. Zdalne sterowanie bezprzewodowe, wykorzystujące promieniowanie podczerwone. Wysokość urządzenia 170 cm, masa 107 kg.

Magnetowid VTC5400 (fot. 3)

Jest to w zasadzie połączenie tunera telewizyjnego i magnetowidu. W urządzeniu zastosowano mikroprocesor, który m.in. zapobiega wykonywaniu nieprawidłowych czynności podczas obsługi, a poza tym wykonuje wszystkie mechaniczne przełączenia tak, że obsługujący operuje wyłącznie klawiszami wymagającymi minimalnego nacisku. Podczas przewijania taśmy w przód i w tył można kontrolować obraz. Możliwe jest także zatrzymywanie taśmy i uzyskiwanie nieruchomego obrazu. Tuner pozwala na włączanie przyciskami 8 kanałów. Układ czasowy umożliwia zaprogramowanie zarejestrowania audycji z 7-dniowym wyprzedzeniem. Do wyposażenia należy przystawka zdalnego sterowania – przewodowego. Wymiary: 480×135×350 mm, masa 10 kg.

Stereofoniczny radiomagnetofon M783U

Radiomagnetofon ten wyróżnia się charakterystyczną sylwetką utrzymaną w stylu „slimline" (fot. 4). Dzięki czterem dużym głośnikom uzyskano bardzo dobre brzmienie dźwięku. Odbiornik ma 4 zakresy fal: długie, średnie, krótkie i ultrakrótkie. Magnetofon jest przystosowany do różnego rodzaju taśm, również do taśm metalowych. Wyszukiwanie wybranego fragmentu audycji na taśmie jest ułatwione dzięki możliwości włączenia podsłuchu podczas szybkiego przewijania taśmy w przód. W obudowie urządzenia znajdują się dwa mikrofony, przy czym istnieje możliwość miksowania sygnałów z obu mikrofonów. Moc wyjściowa 2×4,5 W. Zasilanie bateryjne i sieciowe. Wymiary: 590×140×80 mm. Masa 4,85 kg z bateriami.

Procesor PCM typ „Plus 5" (fot. 5)

Zadaniem procesora jest przetwarzanie akustycznego sygnału analogowego na cyfrowy.
Próbkowanie sygnału akustycznego odbywa się około 44 000 razy na sekundę. Amplituda każdej próbki zostaje zarejestrowana w postaci cyfrowej. Tak wytworzone informacje, a jest ich około 2,5 mln jednostek w jednej sekundzie, są rejestrowane przez magnetowid na taśmie. Z kolei informacje utrwalone na taśmie są rekonstruowane z powrotem przez procesor, dzięki czemu uzyskuje się sygnał akustyczny w pierwotnej postaci. Podczas przetwarzania sygnału usuwane są te fragmenty, których amplituda znacznie odbiega od amplitud sąsiednich próbek. Tym sposobem eliminuje się niemal wszystkie zakłócenia i zniekształcenia, np. szumy taśmy, przesłuchy, krótkotrwałe zaniki (drop out), zniekształcenia nieliniowe itp. Zachowana zostaje bardzo dobra zgodność fazowa kanałów stereofonicznych. Najważniejszymi elementami procesora są trzy układy scalone LSI, w których pracuje ponad 40 000 elementów.
Procesor może współpracować z dowolnym magnetowidem systemu PAL, SECAM lub NTSC.

Miniaturowy dyktafon TRC5600

Coraz szybciej rozpowszechniają się dzięki miniaturowym kasetom (Microcassette) magnetofony-dyktafony o kieszonkowych wymiarach (fot. 6).
Model TRC5600 może spełniać funkcje zarówno dyktafonu jak i magnetofonu. Jest wyposażony w przełącznik prędkości taśmy: 2,4 cm/s – 1,2 cm/s oraz w licznik taśmy. Nagranie można odtwarzać ze zwiększoną o 30% prędkością oszczędzając czas, np. przy odtwarzaniu zapisu rozmowy. Taśmę daje się szybko skasować podczas przewijania. Podczas przewijania w przód można włączać „podsłuch", co ułatwia odszukiwanie nagrań. Nagrywanie uruchamia się naciskając jeden tylko klawisz. Gniazdka umożliwiają dołączanie zewnętrznego mikrofonu, słuchawek, zasilacza sieciowego. Dioda świecąca służy jako wskaźnik wysterowania oraz do kontroli baterii. Wymiary: 62×130×25 mm. Masa 254 g wraz z bateriami.

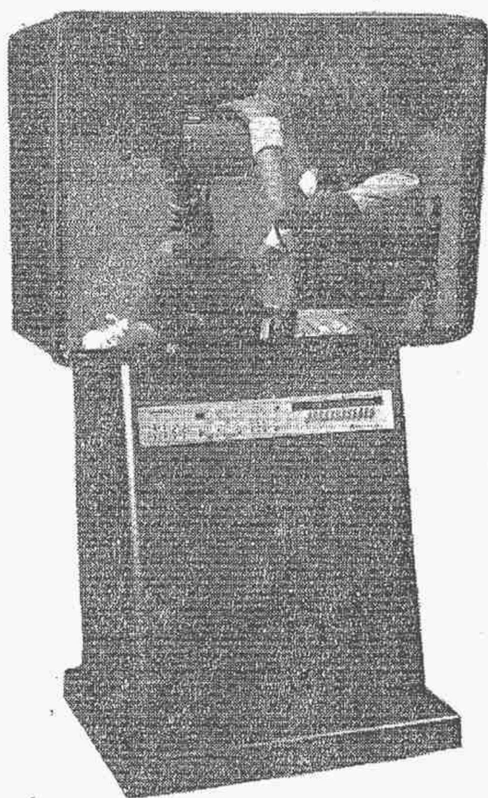
Słuchawki stereofoniczne E500

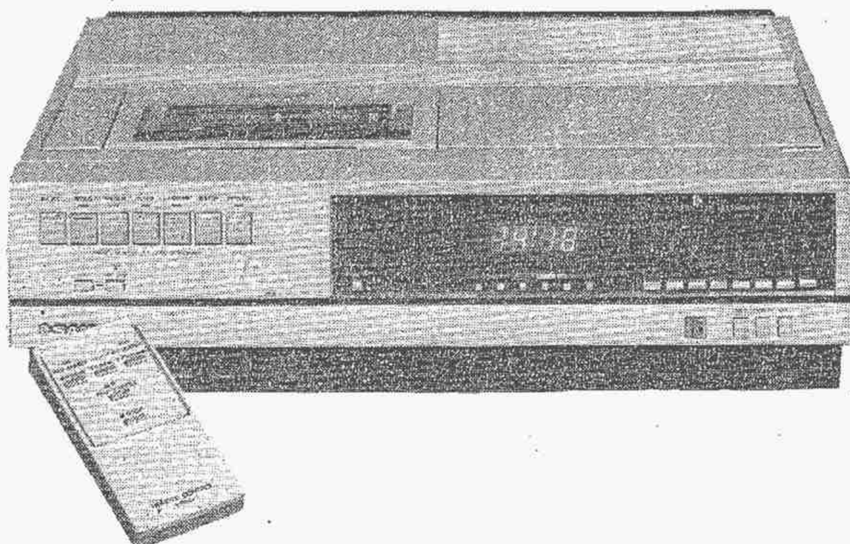
Niektóre typy miniaturowych magnetofonów kasetowych, a nawet odbiorników radiofonicznych nie mają wbudowanych głośników. Dlatego też coraz bardziej popularne stają się małe i bardzo lekkie słuchawki (fot. 7) o dobrych parametrach technicznych. Słuchawki typu E500 odtwarzają częstotliwości w pasmie 20 Hz...20 kHz. Mogą współpracować ze źródłem sygnałów o impedancji od 4 do 30 Ω i mocy do 100 mW. Odznaczają się bardzo małą masą 53 g.

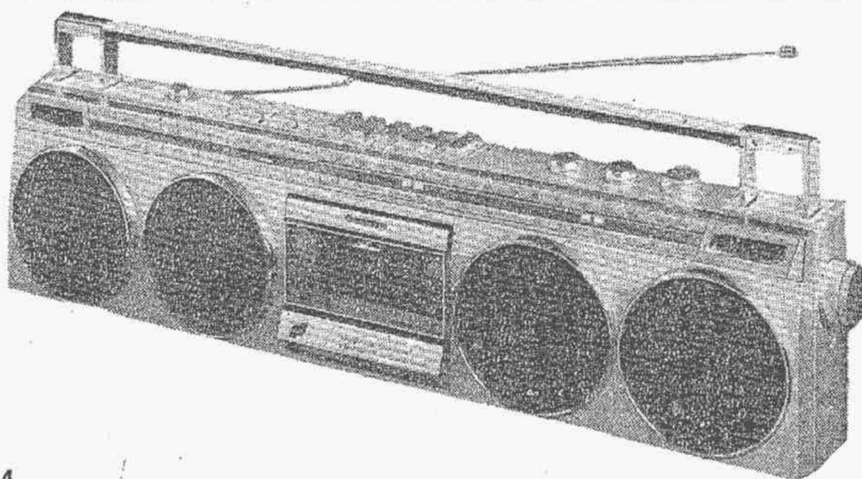
Bezprzewodowy telefon-domofon CLT30

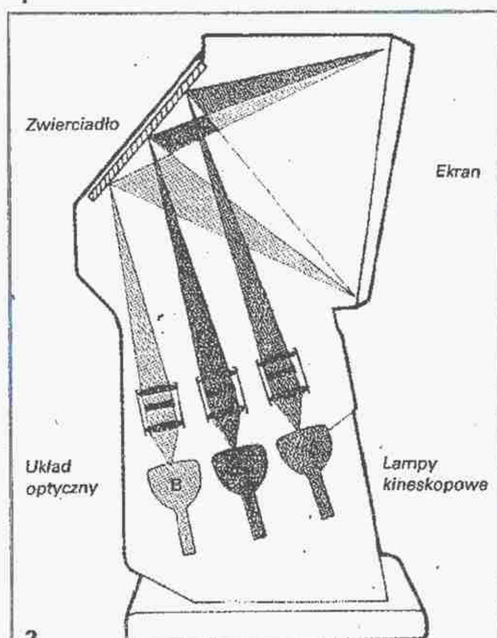
To interesujące urządzenie składa się z dwu części: „centralki" oraz właściwego kieszonkowego telefonu; może być wykorzystywane jako telefon, a także jako domofon. Zasięg, w zależności od lokalnych warunków, około 200 m. Telefon jest wyposażony w klawiaturę do wybierania numerów, słuchawkę-głośnik i mikrofon pojemnościowy. Telefon ma ponadto układ pamięciowy rejestrujący ostatni wybrany numer, toteż dla powtórzenia połączenia wystarczy nacisnąć przycisk (RE – DIAL). Do zasilania służą akumulatorki, które ładują się automatycznie, gdy telefon jest umieszczony na swoim miejscu w „centralce". „Centralka" i telefon są wyposażone w anteny teleskopowe. „Centralka" jest wyposażona w głośnik i mikrofon, które wykorzystuje się, gdy zestaw pracuje jako domofon.

„J"


1

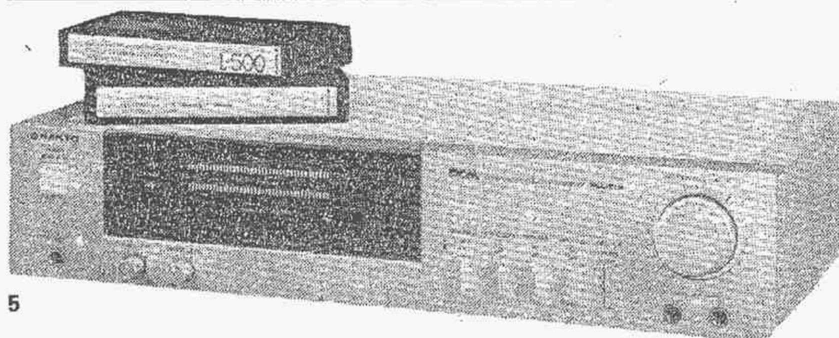

3


4



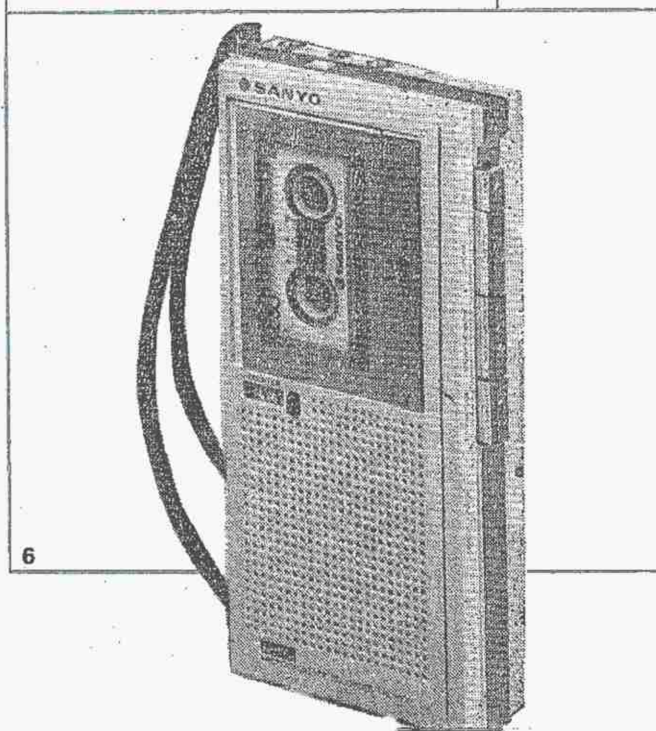
Zwierciadło
Ekran
Układ optyczny
Lampy kineskopowe
B

2



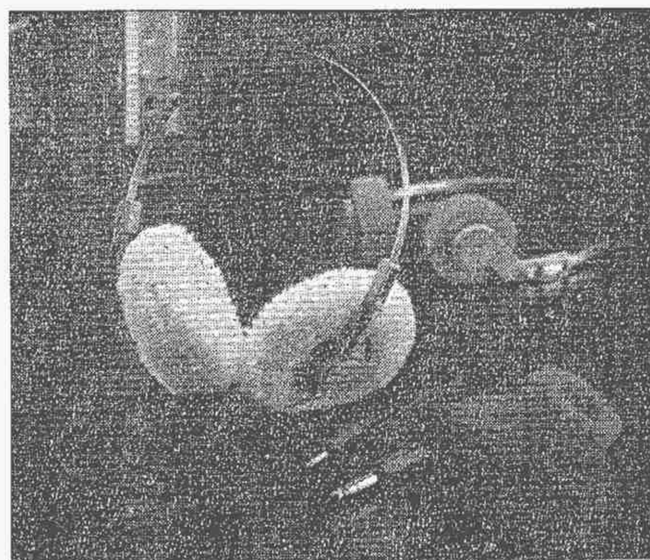
E-500

5

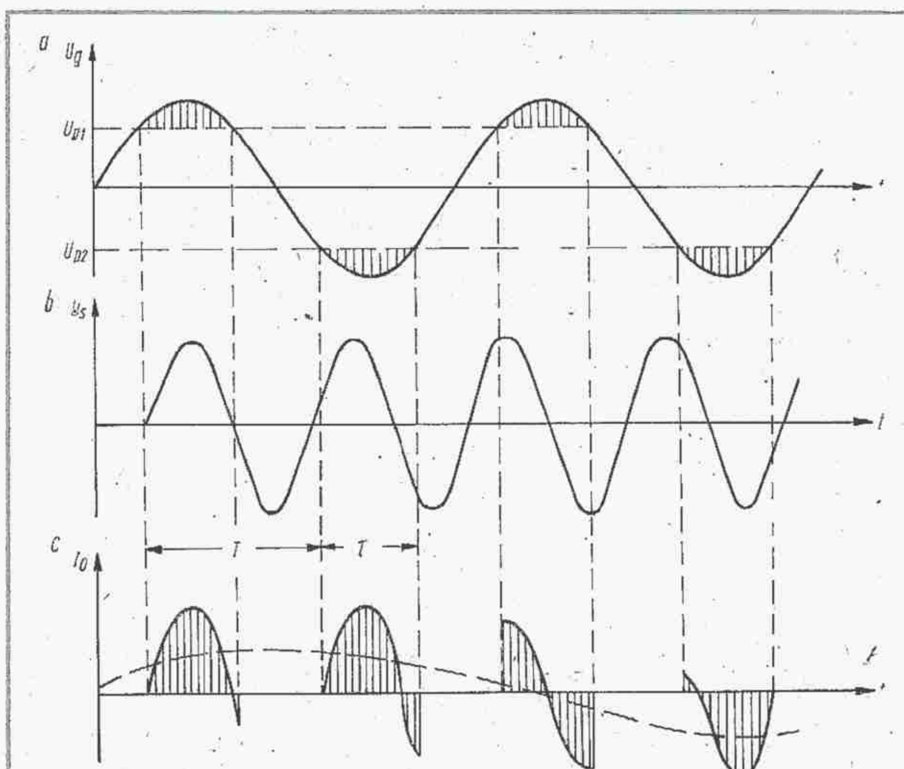


SANYO

6


7

Odbiornik o bezpośredniej przemianie częstotliwości – Cd. ze str. 21



Rys. 4. Graficzny proces powstawania sygnału m.cz. w odbiorniku o bezpośredniej przemianie częstotliwości

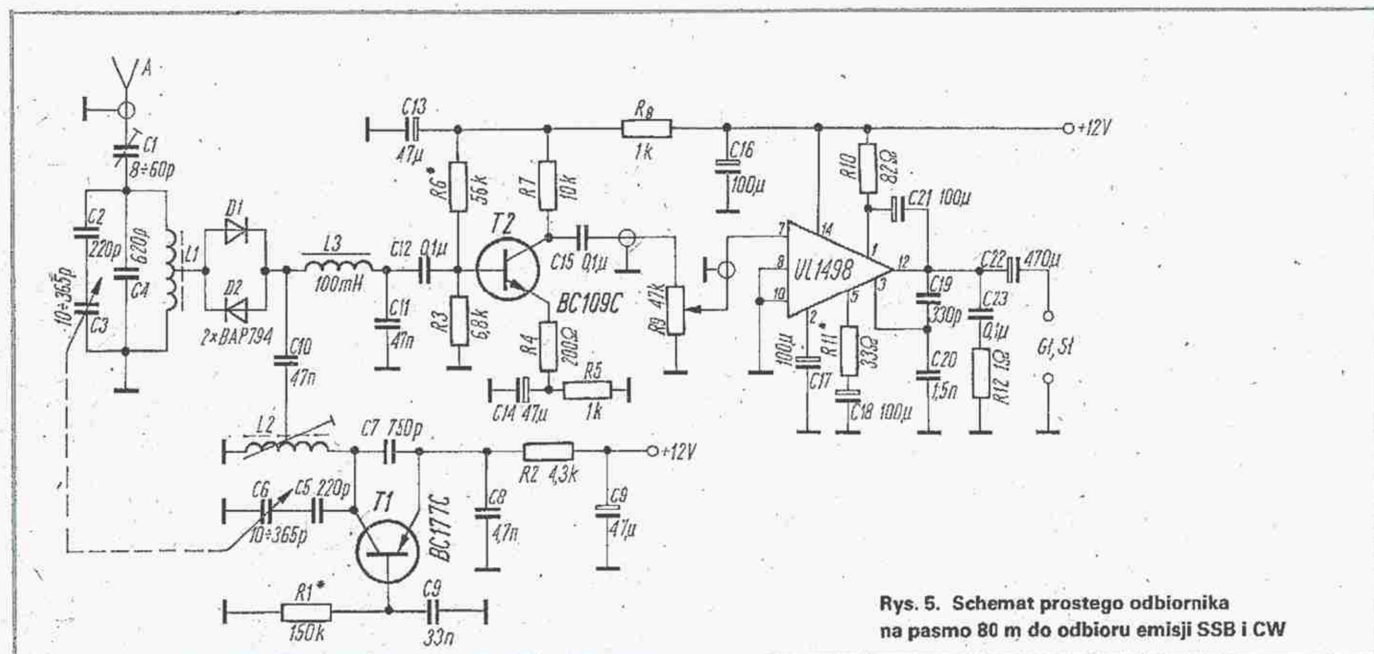
Z rysunków tych wynika, że na początku, kiedy napięcia sygnału wejściowego i generatora są w fazie, w obciążeniu płyną dodatnie impulsy prądu. Kiedy oscylacje będą przeciwne w fazie, w obciążeniu wystąpią ujemne impulsy. Filtr m.cz. na wyjściu mieszacza wygładza impulsy prądu i przepuszcza dalej do wzmacniacza m.cz. odbiornika tylko wypadkowe, powoli zmieniające się impulsy prądu, zaznaczone na rysunku 4c linią przerywaną. Ta wypadkowa charakterystyka przedstawia sobą przebieg m.cz. o częstotliwości f_s-2f_g, który po wzmocnieniu jest przekształcany w słuchawkach lub głośniku, na sygnał akustyczny. Podobne zjawisko występuje w przypadku, gdy podwójna częstotliwość generatora jest większa od częstotliwości sygnału wejściowego; wtedy w obwodzie powstają przebiegi o częstotliwości różnicy $2f_g-f_s$.

Z powyższej analizy wynikają dwa, ważne wnioski: generator musi być nastrojony na częstotliwość dwukrotnie mniejszą niż częstotliwość sygnału wejściowego, a na obciążeniu występuje składowa stała prądu. Należy również dodać, że sygnały silnych stacji nie ulegają detekcji i nie powodują zakłóceń. Okoliczność, że częstotliwość generatora przestrajanego jest dwukrotnie mniejsza od częstotliwości odbieranej f_s, zwiększa jego stabilność oraz zmniejsza możliwość przenikania sygnału generatora przez obwód wejściowy do anteny.

Sygnał z generatora powinien być bardzo dobrej jakości, nie może zawierać harmonicznych i oscylacji pasożytniczych. Niedopuszczalna jest również modulacja, np. przydźwiękiem prądu zmiennego, gdyż odbierany sygnał również zostanie zmodulowany niepożądanym przebiegiem. Zaleca się stosować filtry wejściowe o dużej dobroci; najlepiej filtry typu π oraz kilkuobwodowe układy o stromej charakterystyce, które zmniejszają do minimum efekt przenikania sygnału generatora do anteny. Jeśli sygnał generatora uwydatnia drugą harmoniczną, to nie będzie ona osłabiona obwodem wejściowym, natomiast w samym mieszaczu może być wydzielona trzecia harmoniczna generatora, ale zlikwidują ją obwody wejściowe.

W mieszaczu można stosować pary diod różnego rodzaju: detekcyjne, impulsowe, krzemowe jak i germanowe, o małych pojemnościach złącza o dużej częstotliwości pracy (najlepsze są diody Schottky'ego). Nieprawidłowo sparowane diody (o różnych charakterystykach) powodują, że w wyrażeniu opisującym charakterystykę napięciowo-prądową pojawia się człon kwadratowy, pogarszający efekt detekcji. Tym niemniej w praktyce prostsze jest zapewnienie identycznych charakterystyk dwóch diod, niż wyregulowanie detektora zrównoważonego mającego kilka elementów.

Opisany mieszacz w zależności od użytych diod pracuje poprawnie w bardzo



Rys. 5. Schemat prostego odbiornika na pasmo 80 m do odbioru emisji SSB i CW

szerokim zakresie częstotliwości (od fal długich do UKF), odznacza się bardzo dużą dynamiką oraz małymi szumami własnymi.
W zależności od rodzaju użytych diod należy dobrać odpowiedni poziom sygnału wyjściowego generatora. Dla uzyskania maksymalnej sprawności detekcji (a zarazem czułości odbiornika) diody powinny wchodzić w stan przewodzenia tylko na szczytach napięcia z generatora, przy czym stosunek τ:T impulsów powinien być maksymalnie zbliżony do 0,5 (patrz rys. 4).
Jeśli w mieszaczu zastosuje się diody z napięciem progowym równym 0,5 V, to amplituda napięcia generatora powinna wynosić 0,6...0,7 V. Przy mniejszych jego wartościach diody będą praktycznie w stanie nieprzewodzenia, a przy większej amplitudzie wejdą w stan nasycenia. W obydwu przypadkach współczynnik sprawności detekcji będzie mniejszy oraz wzrosną szumy. W praktyce dobór napięcia z generatora przeprowadza się w celu uzyskania maksymalnej siły odbieranych sygnałów.
Selektywność odbiornika jest w największym stopniu uzależniona od zastosowanego filtru m.cz., natomiast jego czułość od wzmocnienia i szumów własnych wzmacniacza m.cz.
Schemat prostego odbiornika na pasmo amatorskie 80 m przedstawiono na rys. 5. Sygnał z anteny przez kondensator dopasowujący C1 jest doprowadzony do obwodu rezonansowego z elementami L1, C2, C3, C4 i dalej do mieszacza diodowego D1, D2. Obciążeniem mieszacza jest filtr typu π składający się z elementów L3, C10, C11, o częstotliwości granicznej 3 kHz (dla SSB). Napięcie z przestrajanego generatora jest doprowadzane do mieszacza przez kondensator C10. Generator odbiornika pracuje w układzie ze sprzężeniem pojemnościowym z tranzystorem T1 – BC177.
Generator i obwód wejściowy są strojone współbieżnie podwójnym agregatem kondensatorów C3 i C6, przy czym częstotliwość generatora (1,75...1,9 MHz) jest dwukrotnie mniejsza od częstotliwości, na którą jest strojony obwód wejściowy.
Cewki odbiornika L1 i L2 są nawinięte zwój przy zwoju na korpusach stosowanych w odbiornikach telewizyjnych, o średnicy 7 mm i strojone rdzeniami. Uzwojenie L1 zawiera 14 zwojów przewodu DNE 0,15; L2 – 32 zwoje przewodu DNE 0,1. Odczepy w obu cewkach na czwartym zwoju, licząc od strony masy. Uzwojenie filtru L3 o indukcyjnośc 100 mH jest nawinięte przewodem DNE0,1...0,15 na rdzeniu kubkowym. Liczba zwojów zależy od liczby AL (podanej na Kubku). Dla AL = 250 należy nawinąć 630 zwojów, dla AL = 1100 – 300 zwojów, a dla AL = 2100 – 220 zwojów, dla AL = 3900 – 160 zwojów, dla AL = 7000 – 120 zwojów.
Wzmacniacz m.cz. jest wyposażony w tranzystor T2 – BC109 oraz układ scalony UL1498.
Cały odbiornik zmontowano na niewielkiej płytce drukowanej, której wymiarów nie podano ze względu na różne wymiary kondensatora obrotowego oraz innych podzespołów. Istnieje również możliwość wykonania odbiornika na podstawie przedstawionego opisu, na wszystkie pasma amatorskie z przełączaniem obwodów rezonansowych.
Uruchomienie należy rozpocząć od wzmacniacza m.cz. Przez dobór rezonatorów oznaczonych gwiazdką należy uzyskać maksymalne wzmocnienie, przy którym wzmacniacz pracuje stabilnie. Zaleca się dobranie egzemplarza tranzystora BC109 (lub podobnego) o jak największym wzmocnieniu i jak najmniejszych szumach własnych. Napięcie na emiterze tranzystora T1 powinno zawierać się w granicach 6...8 V. Jego korekcję należy przeprowadzić przez dobór rezystora polaryzacji bazy.
Częstotliwość generacji jest ustalana rdzeniem cewki L2. Przy przestrajaniu kondensatorem zmiennym należy uzyskać zakres zmian częstotliwości 1,75...1,9 MHz z niewielkim zapasem. Doboru optymalnej wartości napięcia generatora można dokonać przez regulację odczepu na cewce L2 (w granicach ±1...2 zwojów), kierując się maksymalną siłą odbieranego sygnału. Po zestrojeniu obwodu wejściowego z cewką L1 (również na maksymalną siłę dźwięku) odbiornik jest gotowy do nasłuchów lub łączności.

LITERATURA
„Radio" radz. nr 12/76, 11/77, 3/79, 4/82

Zasilacz stabilizowany z zabezpieczeniem przeciwzwarciowym

mgr inż. WŁODZIMIERZ CHROSTOWSKI
mgr inż. EDWARD AMBROZIAK

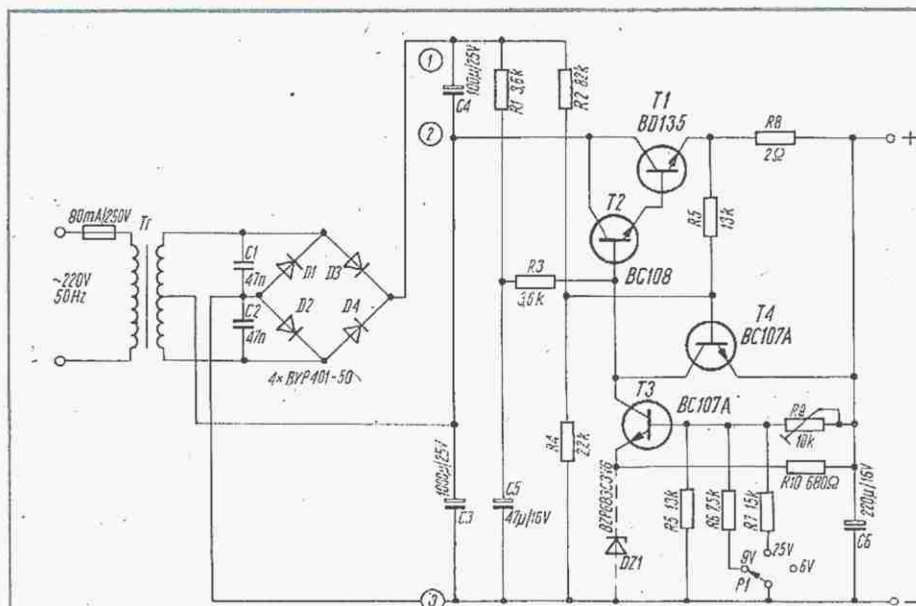
Uniwersalny zasilacz stabilizowany typu UZS-1 zaprojektowany w COBRESPU* jest nowoczesnym urządzeniem przeznaczonym do zasilania przenośnych radioodbiorników, radiomagnetofonów i magnetofonów. Ze względu na zróżnicowanie napięć zasilających te urządzenia istnieje w zasilaczu możliwość wyboru napięcia: 6 V, 7,5 V, 9 V. Przełączanie zakresu następuje za pomocą przełącznika, dostępnego z zewnątrz przy użyciu śrubokręta.
Zasilacz wyposażono w układ przeciwzwarciowy, który w razie przekroczenia maksymalnego prądu powoduje natychmiastowy zanik napięcia wyjściowego. Ponowne zadziałanie zasilacza następuje po usunięciu zwarcia lub przeciążenia.

** Centralny Ośrodek Badawczo-Rozwojowy Elektronicznego Sprzętu Powszechnego Użytku*

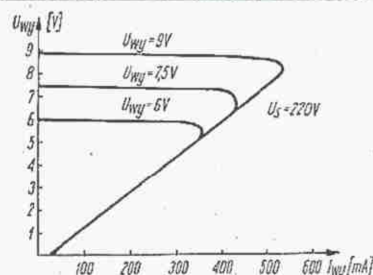
Schemat zasilacza przedstawiono na rys. 1. Układ zasilacza, choć oparty na typowym układzie stabilizatora szeregowego, sterowanego wzmacniaczem błędu z diodą Zenera, ma oryginalne usprawnienia, poprawiające stabilizację napięcia wyjściowego w szerokim zakresie zmian napięcia sieci. Usprawnienia te polegają na zastosowaniu dwóch niezależnych napięć do zasilania kolektora i polaryzacji bazy szeregowego tranzystora (lub zespołu tranzystorów). Dzięki zasilaniu bazy ze źródła napięcia wyższego niż napięcie kolektora, oprócz zmniejszenia strat mocy w tranzystorze szeregowym, możliwe stało się powiększenie wartości rezystorów R1 i R3 mających wpływ wraz z kondensatorem C5 na filtrację tętnień oraz na wzmocnienie wzmacniacza błędu, decydującego o współczynniku stabilizacji.
W konwencjonalnym sposobie zasilania tranzystora szeregowego wartości rezystorów odpowiadających elementom R1, R3 z rys. 1 są ograniczone od góry maksymalnym prądem wyjściowym i minimalnym współczynnikiem h_{21E} zgodnie ze wzorem:

$$R1 + R3 = \frac{U_C - (0{,}7\ V + U_{wy})}{I_{wy}}\ h_{21E}$$

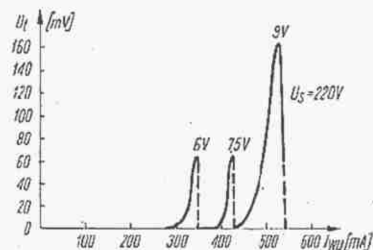
przy czym:
U_C – napięcie na wyjściu prostownika.
Dla uzyskania zadowalających parametrów stabilizatora należy więc zapewnić dużą różnicę między napięciem prostownika a napięciem wyjściowym. Wiąże się to ze wzrostem mocy traconej w stabilizatorze, powodując konieczność zastosowania tranzystora o większej mocy oraz odpowiednio większego radiatora.



Rys. 1. Schemat zasilacza UZS-1



Rys. 2. Charakterystyka napięcia wyjściowego w funkcji prądu obciążenia



Rys. 3. Charakterystyka napięcia tętnień funkcji prądu wyjściowego

W układzie jak na rys. 1, diody D1, D2 pracują w typowym układzie prostownika dwupołówkowego, dostarczając napięcia U23 zasilania kolektora. Diody D3, D4 również w układzie prostownika dwupołówkowego, dostarczają napięcia U12, które dodając się do U23 polaryzuje bazę tranzystora regulacyjnego. Ze względu na mały pobór prądu przez obwód bazy, diody D3, D4 mogą być diodami małej mocy.

Prąd wyjściowy zasilacza powoduje powstanie tętnień w punkcie (2), które są przenoszone przez kondensator C4 do punktu (1). Można tego uniknąć włączając kondensator C4 między punkty (1) i (3). Tak włączony kondensator powinien mieć napięcie przebicia dwukrotnie większe niż w przypadku włączenia go między punkty (1) i (2), gdyż ładowany jest wtedy przez diody D1, D2, D3, D4 w układzie mostka Graetz'a.

Kolejnym istotnym usprawnieniem zasilacza jest zastosowanie układu redukującego prąd zwarcia do wartości szczątkowej (rzędu kilku miliamperów).

Na ogół układy zabezpieczające przed przeciążeniem wymagają włączenia szeregowego rezystora w obwód głównego prądu, który zmniejsza sprawność i powiększa rezystancję wyjściową stabilizatora.

W zasilaczu zmniejszono te wady stosując dodatkową polaryzację bazy tranzystora zabezpieczającego T4 rezystorami R2 i R4. Podstawowe charakterystyki zasilacza UZS-1 przedstawiono na rys. 2 i 3.

Wartość maksymalnego dopuszczalnego prądu pobieranego z zasilacza wynika z maksymalnej, dopuszczalnej mocy wydzielanej w tranzystorze stabilizatora szeregowego oraz z maksymalnego, założonego poziomu tętnień napięcia wyjściowego w zasilaczu.

Straty mocy w zasilaczu w znacznym zakresie pracy są wprost proporcjonalne do prądu wyjściowego i zależą od napięcia wyjściowego, osiągając największą wartość na zakresie 6 V.

Zastosowany transformator sieciowy umożliwia uzyskanie natężenia prądu 300 mA przy napięciu wyjściowym zasilacza 7,5 V.

Biorąc pod uwagę maksymalną dopuszczalną moc strat tranzystora, która występuje na zakresie 6 V przy prądzie wyjściowym 250 mA, układ zaprojektowano tak, aby przy tej wartości prądu nastąpiło samoczynne zadziałanie układu przeciwzwarciowego.

Na zakresie 9 V istotnym ograniczeniem jest wzrost tętnień przy zwiększonym poborze prądu. Przy obniżonym napięciu sieci do 187 V, na zakresie 9 V, przekroczenie znamionowego napięcia tętnień następuje przy prądzie o wartości 250 mA. Jeżeli wzrost tętnień nie jest dla użytkownika istotny, na zakresie 9 V przy ustawieniu ogranicznika jak podano wyżej, zasilacz może pracować z wydajnością prądową do 500 mA.

Tętnienia występujące przy przekroczeniu prądu znamionowego zasilacza maleją wraz ze wzrostem napięcia sieci. Jednakże ze względu na często występujące warunki eksploatacyjne (obniżone napięcie w sieci) wszystkie parametry zasilacza były projektowane z uwzględnieniem najgorszych warunków, tzn. dla napięcia sieci obniżonego o 15%, tj. 187 V.

Reasumując: przy obniżonym napięciu sieci zasilacz pracuje prawidłowo z prądem wyjściowym odpowiednio 250 mA, 300 mA, 250 mA dla poszczególnych zakresów 6 V, 7,5 V, 9 V.

Oprócz układu zabezpieczenia przeciwzwarciowego zasilacz jest wyposażony w bezpiecznik topikowy, zwłoczny o wartości 80 mA. Bezpiecznik jest umieszczony w obwodzie pierwotnym transformatora sieciowego, zabezpieczając zasilacz przed skutkami ewentualnego uszkodzenia tej części układu zasilacza, której nie obejmuje swym działaniem zabezpieczenie przeciwzwarciowe.

Dla zwiększenia uniwersalności zasilacza, został on zaprojektowany tak, że po niewielkiej modyfikacji może służyć do zasilania urządzeń o napięciu 12 V lub 18 V, takich jak niektóre typy odbiorników, wiertarka miniaturowa i inne. Wersja zasilacza o napięciu 12 V, 18 V jest przewidziana do produkcji w drugiej kolejności.

Opisany zasilacz został zgłoszony w Urzędzie Patentowym.

Uwagi dotyczące elementów

T r a n z y s t o r y

T2, T3 – mogą być również typu BC107, BC109, BC147, BC148, BC149, BC237, BC238, BC239;

T4 – mogą być również typu BC147A, BC237A

K o n d e n s a t o r y

C1, C2 – typu KFPf

R e z y s t o r y

R1...R7 – o mocy 0,125 W i tolerancji 5%;

R8 – o mocy 1 W

R9 – 10 kΩ +20%, potencjometr nastawny TVP-114

I n n e

P1 – przełącznik, np. typu Isostat o trzech segmentach niezależnych

Tr – transformator sieciowy (np. TS 8/10 od odbiornika „Wanda" lub podobny) 220 V/2 × 10,5...12 V.

KRÓTKOFALOWIEC polski

ORGAN ZARZĄDU GŁÓWNEGO PZK
Nr 5 (271) MAJ 1983

POLSKI ZWIĄZEK KRÓTKOFALOWCÓW
CZŁONEK MIĘDZYNARODOWEJ UNII RADIOAMATORSKIEJ (IARU)
Skrytka pocztowa 320, 00-950 Warszawa. Tel. 26-73-73

Z DZIAŁALNOŚCI ZARZĄDU GŁÓWNEGO PZK

Pierwsze w 1983 r. posiedzenie Prezydium ZG PZK odbyło się 29 stycznia w nowym lokalu Biura ZG PZK. Porządek dzienny posiedzenia obejmował: omówienie aktualnej sytuacji w Związku, opracowanie planu posiedzeń Prezydium ZG PZK na I półrocze 1983 r., ustalenie terminu posiedzenia plenarnego ZG PZK oraz sprawy różne.

Aktualną sytuację w PZK omówił prezes SP5LVV. Na wstępie podziękował kolegom SP5CM i SP8TK za starania uwieńczone uzyskaniem nowego lokalu dla Biura ZG PZK. Następnie zrelacjonował rozmowy prowadzone w Ministerstwie Łączności, dotyczące akcji aktualizacji licencji krótkofalarskich. Z rozmów tych wynika, że termin rozpoczęcia wydawania licencji jest w pewnym stopniu uzależniony od sprawności działania Oddziałowych Komisji Aktualizacyjnych. Wobec tego, że nie wszystkie komisje nadsyłają bieżąco sprawozdania ze swojej działalności, a z 6 województw nie nadesłano nawet składów tych komisji, rysuje się potrzeba zwołania w trybie pilnym narady prezesów Zarządów Oddziałów Wojewódzkich PZK.

Następnie Prezydium ustaliło plan posiedzeń na I półrocze br. Posiedzenia odbędą się w dniach: 26 lutego, 5–6 marca (w Bydgoszczy), 16 kwietnia, 14 maja i 18 czerwca. Tematami posiedzeń będą: aktualne sprawy Związku z szczególnym uwzględnieniem przebiegu akcji aktualizacji licencji (na każdym posiedzeniu), sprawy finansowe PZK i wyniki inwentaryzacji, unormowanie spraw organizacyjnych w zakresie amatorskiej radiolokacji sportowej i telegrafii szybkiej (na posiedzeniu w Bydgoszczy), sprawy działalności komisji ds. kontaktów z zagranicą, przyjęcie planu pracy komisji technicznej, działalność Komisji Eterowych oraz sprawy wydawnicze.

Ustalono, że posiedzenie plenarne ZG PZK odbędzie się 17 kwietnia z porządkiem dziennym obejmującym m.in.: omówienie aktualnej sytuacji w PZK i przebiegu akcji aktualizacji licencji, zmiany w składzie ZG PZK i Prezydium, zatwierdzenie bilansu za 1982 r. i planu finansowego na 1983 r., zatwierdzenie regulaminów Komisji Eterowych i podjęcie uchwał.

W ostatnim punkcie porządku dziennego Prezydium przyjęło rezygnację Anatola Jeglińskiego SP5CM z funkcji sekretarza ZG PZK wskutek złego stanu zdrowia.

Zgodnie z decyzją podjętą przez Prezydium ZG PZK, w dniu 12 lutego odbyła się narada prezesów Zarządów Oddziałów Wojewódzkich PZK poświęcona głównie przebiegowi akcji aktualizacji licencji. Naradę prowadził prezes PZK SP5LVV. W swoim wystąpieniu omówił dotychczasowy przebieg akcji aktualizacyjnej i starania czynione przez Prezydium w celu przyspieszenia terminu rozpoczęcia wydawania zaktualizowanych licencji.

Z uzyskanych w Ministerstwie Łączności informacji wynika, że wydawanie licencji powinno rozpocząć się w kwietniu br., przy czym przewiduje się pierwszeństwo dla radiostacji klubowych. Nie jest to w pełni zadowalające, toteż Prezydium ZG PZK czyni starania o przyspieszenie terminu rozpoczęcia wydawania licencji i o równoczesne wydawanie ich także dla radiostacji indywidualnych.

Następnie SP5LVV stwierdził, że tylko część byłych posiadaczy licencji złożyła podania aktualizacyjne, a i te nie wszystkie zostały już rozpatrzone przez komisje aktualizacyjne PZK. Obserwuje się u niektórych krótkofalowców postawę wyczekującą, co niewątpliwie ulegnie zmianie z chwilą ukazania się pierwszych licencji. Należy jednak dążyć do rytmicznego działania komisji aktualizacyjnych, ponieważ nagle zwiększony dopływ podań może utrudnić działalność tych komisji, a także działów zezwoleń i ewidencji Okręgowych Inspektoratów PIR.

W imieniu Głównej Komisji Aktualizacyjnej PZK głos zabrał SP8TK. Stwierdził on, że komisja ta działa w zmniejszonym składzie, ponieważ jej przewodniczący SP7HF wskutek poważnej choroby będzie przez pewien czas wyłączony z aktywnej działalności. Termin nadsyłania składów Wojewódzkich Komisji Aktualizacyjnych minął 15 grudnia ub.r., a mimo to nie otrzymano składów z kilku województw. Natomiast z kilku województw otrzymano zaledwie po jednym sprawozdaniu z działalności tych komisji. Do Głównej Komisji Aktualizacyjnej wpłynęło pierwsze odwołanie (z Warszawy), które będzie niezwłocznie rozpatrzone.

W imieniu Głównej Komisji Eterowej zabrał głos jej przewodniczący SP7FP. Omówił dotychczasowe działania w kierunku reaktywowania komisji eterowych, co było jednym z warunków stwarzających podstawy do przywrócenia normalnej działalności krótkofalarskiej w Polsce. Przedstawił także przebieg starań o podpisanie porozumienia z Głównym Inspektoratem Państwowej Inspekcji Radiowej, określającego wzajemne obowiązki i uprawnienia członków Komisji Eterowych. Ponownie zabrał głos SP8TK, tym razem jako dyrektor Biura ZG PZK.

Omówił pracę Biura ZG i biur Zarządów Oddziałów Wojewódzkich PZK w ostatnim okresie. Zwrócił uwagę na brak protokołów inwentaryzacyjnych z niektórych ZOW. Przedstawił trudną sytuację finansową PZK, która sprawia, że pracownicy pełnoetatowi otrzymają tylko niewielkie podwyżki uposażenia. Niepokojący jest słaby dopływ składek członkowskich po okresie ożywienia, spowodowanego rozpoczęciem akcji aktualizacyjnych.

W dyskusji wzięła udział większość z 35 uczestników narady. Dyskutanci zdawali relację z działalności komisji aktualizacyjnych na swoim terenie, a także wypowiadali się na temat całokształtu działalności PZK w ostatnim czasie.

Większość dyskutantów wypowiadała się przeciwko załatwianiu jednorazowych, kilkudniowych zezwoleń dla nielicznych stacji uznając, że taka praktyka budzi sprzeciw pozostałych krótkofalowców, ponieważ umożliwia nielicznym poprawienie swoich osiągnięć sportowych, podczas gdy pozostali są pozbawieni takich możliwości. Należy raczej wszystkie wysiłki skierować na szybkie odzyskanie licencji przez wszystkich. *SP5QU*

NOWE POLSKIE FILTRY KWARCOWE DLA SSB

Sprawa produkcji filtrów kwarcowych 9 MHz do krótkofalarskich urządzeń SSB przez Zakład Podzespołów Radiowych OMIG ma już kilkuletnią historię. Pierwsze filtry wykonano jeszcze w 1976 r. według opracowania konsultowanego z przedstawicielami PZK (SP5AM, SP5BR i SP5QU). Od tego czasu OMIG dostarczył do PZK niewielką liczbę tych filtrów, mimo iż złożono zamówienia łącznie na kilkaset sztuk. Te nieliczne uzyskane filtry zdobyły sobie dobrą opinię u użytkowników, w pełni zastępując renomowane zagraniczne filtry XF-9B. Opóźnienie w realizacji zamówień było tłumaczone m.in.: brakiem mocy przerobowych, brakiem materiałów itp. Jednak dopiero teraz, w okresie wdrażania „trzech S", widać realne perspektywy na skuteczniejsze zaspokajanie przez OMIG filtrowych potrzeb. Świadczy o tym pismo z dnia 26 stycznia br., w którym ZPR OMIG poinformował ZG PZK, że zaistniała możliwość rozszerzenia asortymentu produkowanych filtrów kwarcowych 9 MHz. Mają być produkowane filtry PP-9-A1, PP-9-A2 i PP-9-A3, zróżnicowane pod względem parametrów i ceny.

W przygotowaniu jest wyczerpująca informacja techniczna na temat tych filtrów, przeznaczona do publikacji na naszych łamach.

SP5QU

W TELEGRAFICZNYM SKRÓCIE

- Wrocławska telewizja wznowiła w styczniu br. nadawanie audycji „Krótkofalowcy" (w ogólnopolskim programie 2), którą przygotowuje – jak poprzednio – SP6ARR z udziałem SP6DB. W pierwszej audycji po przerwie widzieliśmy i słyszeliśmy rozmowę ze znanym krótkofalowcem – pilotem transkontynentalnym LOT-u SP5CZA. Przypomniano nam także sekwencję z Dziennika Telewizyjnego, emitowanego w pierwszym dniu trwania ubiegłorocznego CQ WW DX Contestu (część CW), w której SP6DB opowiadał o swojej pracy w tych zawodach. Audycja „Krótkofalowcy" ma być nadawana co miesiąc.
- W organizowanej paranaukowej wyprawie w rejon Trójkąta Bermudzkiego ma wziąć udział krótkofalowiec. Chęć współdziałania z tą wyprawą zgłosili krótkofalowcy elbląscy. Wiele informacji o przygotowaniach do tej wyprawy zamieszcza „Kurier Polski". Tam też będzie można najszybciej znaleźć informację o ewentualnym udziale krótkofalowca w tej wyprawie, jego znak wywoławczy i bliższe dane o częstotliwościach i terminach pracy.
- Ze względu na przeprowadzkę Biura ZG PZK nastąpiła przerwa w nadawaniu Radiowego Biuletynu Informacyjnego PZK. W nowej siedzibie Biura nie ma możliwości zainstalowania radiostacji SP5PZK, ponieważ zastrzeżono to w umowie o najem lokalu (z obawy przed ewentualnymi zakłóceniami w pracy urządzeń elektroakustycznych teatru, który znajduje się w tym samym budynku). Trwają starania o emitowanie RBI przez nadajnik profesjonalny, w pasmie 7 MHz, AM. Do wznowienia tych audycji przygotowuje się zespół w składzie: SP5RM, SP5BD i SP5SE, mający za sobą prawie dwudziestopięcioletnie doświadczenie w przygotowywaniu i realizacji Radiowego Biuletynu Informacyjnego PZK.
- Krótkofalarstwo polskie poniosło kolejne straty. Zmarli: **mgr inż. Marian Lehman SP3AWF**, członek Zarządu Głównego PZK, prezes ZOW PZK w Poznaniu i **płk inż. Stanisław Bawej SP5BM**, były wiceprezes Zarządu Głównego PZK, działacz harcerski i wychowawca wielu młodych krótkofalowców. Cześć Ich pamięci!

SP5QU

32 LATA SPORTOWYCH ZMAGAŃ KRÓTKOFALOWCÓW SP (cd. z nru 3/83)

Poniżej przedstawione są najlepsze rezultaty radiostacji polskich, osiągnięte w poważniejszych zawodach, kwalifikujące się do uznania jako rekordy Polski.

CQ WORLD WIDE DX CONTEST – telegrafia

SOMB	SP7CTY	Tomaszów Maz.	325 380 pkt	r. 1979
SO 1,8 MHz	SP9DH	Krzeszowice	5 172	1979
SO 3,5	SP9DH	Krzeszowice	48 107	1970
SO 7	SP3DOI	Ostrów Wlkp.	98 462	1979
SO 14	SP1AVE	Gdynia	109 060	1979
SO 21	SP9ADU	Kraków	84 378	1972
SO 28	SP5AD	Warszawa	104 860	1079
MOST	SP1PDI	Bydgoszcz	2 475 774	1979
MOMT	SP5PWK	Warszawa	640 233	1978

CQ WW DX CONTEST – fonia

SOMB	SP9CTW	Skoczów	466 578	1978
SO 1,8	SP3ADZ	Ociąż	2 781	1979
SO 3,5	SP5XM	Mińsk Maz.	35 568	1976
SO 7	SP3DOI	Ostrów Wlkp.	198 198	1978
SO 14	SP4DGN	Białystok	192 615	1979
SO 21	SP9EVP	Krzeszowice	279 625	1980
SO 28	SP3DOI	Ostrów WLkp.	1 061 012	1979
MOST	SP2PDI	Bydgoszcz	3 365 910	1979
MOMT	SP6PAZ	Opole	490 581	1978

EUROPEAN (WAE) DX CONTEST – telegrafia

1 op.	SP8ECV	Krosno	212 266	1976
Multi op.	SR3KEY	Nowa Sól	728 035	1980

EUROPEAN (WAE) DX CONTEST – fonia

1 op.	SP8ECV	Krosno	761 808	1979
Multi op.	SP2PDI	Bydgoszcz	1 661 589	1981

ALL ASIAN DX CONTEST – telegrafia

SOMB	SP5GRM/2	Bydgoszcz	147 675	1981
SO 1,8	SP9DH	Krzeszowice	120	1981
SO 3,5	SP6FER	Wrocław	624	1981
SO 7	SP3AGE	Wałcz	1 932	1981
SO 14	SP8AJK	Rzeszów	7 191	1980
SO 21	SP5BAK	Warszawa	17 641	1979
SO 28	SP6BFK	Oława	1 711	1981
MO	SP2PDI	Bydgoszcz	89 913	1970

INTERNATIONAL OK DX CONTEST – CW/fonia

SOMB	SP4INT	Łapy	28845	1979
SO 1,8	SP9DH	Krzeszowice	2373	1981
SO 3,5	SP4EEZ	Białystok	5110	1981
SO 7	SP4EEZ	Białystok	4368	1980
SO 14	SP2AYC	Gdańsk	5952	1981
SO 21	SP3HLM	Gorzów Wlkp.	7410	1981
SO 28	SR9PT	Radlin	4200	1980
Multi op.	SP7KTE	Kielce	98648	1981

Zwycięzcy indywidualni rocznego współzawodnictwa pn. *INTERCONTEST KF (na podstawie wyników zawodów międzynarodowych rozegranych w danym roku)*

1970 r.	225 pkt.	SP2AVE,	Z. Ejtminowicz, Gdynia
1971	470	SP9DH,	A. Sucheta, Krzeszowice
1972	377	SP9DH,	A. Sucheta, Krzeszowice
1973	307	SP6TQ,	B. Fajfur, Opole
1974	381	SP9DH,	A. Sucheta, Krzeszowice
1975	395	SP9AI,	B.Duda, Bielsko Biała
1976	376	SP8ECV,	B. Klatka, Krosno
1977	338,2	SP9CTW,	A. Jabłoński, Skoczów
1978	359,6	SP9CTW,	A. Jabłoński, Skoczów
1979	384,7	SP8ECV,	B. Klatka, Krosno.-

Z analizy osiągnięć polskich krótkofalowców, rejestrowanych w postaci liczby krajów potwierdzonych wynika, że ponad 300

SP DX MARATON (dawniej SWNN)

Tabela porównawcza 1955–1981

Punktacja: 1 pkt za każdy CFD „kraj" DXCC i 15 pkt za każdą CFD strefę wg WAZ, licząc osobno na każdym z pasm

05.IX.1955		30.IV.1962		30.VI.1967		30.IX.1972		30.IX.1977		30.IX.1981	
SP3AN	1965	SP8CK	2764	SP8CK	3184	SP1AGE	3502	SP3DOI	4036	SP3DOI	4334
SP3PK	1355	SP9KJ	2615	SP9KJ	2615	SP9DH	3317	SP3AGE	3898	SP3AGE	4121
SP9KAD	1351	SP6FZ	2513	SP6FZ	2513	SP7HX	3309	SP3BQD	3574	SP5GRM	3954
SP3AK	1144	SP9RF	2403	SP9DH	2429	SP5CK	3293	SP9AI	3431	SP5EWY	3926
SP2KAC	959	SP9DT	2285	SP9RF	2403	SP3DOI	3251	SP9DH	3355	SP9PT	3888
SP5KAB	821	SP9KAD	1978	SP9ADU	2324	SP6AAT	3148	SP7HX	3309	SP7HT	3877
SP5CC	687	SP3AN	1965	SP3PK	2311	SP9KJ	3101	SP5CK	3293	SP2FAX	3711
SP5AA	682	SP8HU	1965	SP5AR	2288	SP9ADU	2920	SP6AAT	3148	SP2AJO	3667
SP3PL	663	SP9EU	1829	SP9DT	2285	SP6BZ	2904	SP9KJ	3101	SP9AI	3656
SP8KAF	593	SP9ADU	1446	SP6AKK	2126	SP3AIJ	2798	SP2AJO	3051	SP3BQD	3574
SP3KAU	587	SP3PK	1355	SP9KAD	1978	SP9PT	2759	SP9ADU	3033	SP2FAP	3563
SP5FM	586	SP9DH	1329	SP3AN	1965	SP9AI	2609	SP6BZ	3027	SP8ECV	3559
SP2GS	522	SP3AK	1144	SP6ALL	1921	SP6FZ	2513	SP5GX	3008	SP5XM	3554
SP2SJ	522	SP2KAC	959	SP8SZ	1860	SP2AJO	2475	SP5XM	2920	SP7CTY	3450
SP5AL	520	SP9ACK	939	SP9EU	1829	SP9AQN	2430	SP7CTY	2898	SP2JS	4322
SP5BQ	479	SP5KAB	821	SP5XM	1821	SP6TQ	2405	SP3AIJ	2798	SP5GX	3374
SP5AR	455	SP9PT	801	SP5AFL	1707	SP9RF	2403	SP7HT	2776	SP9DH	3355
SP9KJ	376	SP5CC	687	SP6TQ	1548	SP5AFL	2375	SP1BHX	2711	SP6AAT	3326
SP5AM	367	SP5AA	682	SP9YP	1361	SP6AKK	2365	SP5EWY	2657	SP5PB	3306
SP2BO	317	SP3PL	663	SP8EV	1188	SP1BHX	2343	SP3GEM	2581	SP8CK	3293
SP6WH	288	SP5PA	645	SP9AKY	956	SP5AR	2288	SP8AQN	2555	SP2ZT	3254
SP3PS	274	SP8KAF	593	SP2KAC	959	SP9DT	2285	SP9CTW	2553	SP2JKC	3248
SP8AG	245	SP3KAU	587	SP9ACK	939	SP5XM	2196	SP2AVE	2519	SP9AAJ	3240
SP3PH	246	SP5FM	586	SP9BDH	902	SP6ALL	2135	SP6FZ	2513	SP2BRZ	3231
SP5AH	246	SP2GS	522	SP5KAB	821	SP5HS	2044	SP5AFL	2449	SP6BZ	3206
SP5BR	187										
SP2AX	169										
SP5BL	152										
SP3PT	73										
SP6BV	48										

polskich nadawców osiągnęło co najmniej 100 krajów, 108 osiągnęło 200 krajów, 42 osiągnęło 250 krajów, a 13 ma zaliczonych 300 krajów lub więcej, co jest już poważnym osiągnięciem.

Innym sposobem rejestracji osiągnięć DX-owych jest SP DX MARATON. Tablica porównawcza przedstawia 30 najlepszych wyników z 1955 r. i po 25 najlepszych wyników z lat: 1962, 1967, 1972, 1977 i 1981. Tu także widoczny jest bardzo wyraźny postęp.

SP9DH

RADIOAMATORSKI SATELITA MÓWI LUDZKIM GŁOSEM

Telemetryczne dane z pokładu jedenastego satelity radioamatorskiego UOSAT OSCAR-9 (UO-9) są przekazywane na częstotliwości 144 825 kHz. Oprócz dość niewygodnego dla przeciętnego radioamatora systemu telegraficznego ASCII, wymagającego odpowiedniego dekodera, od niedawna uruchomiono system przekazywania danych telemetrycznych (w 60 kanałach) syntetycznym głosem „ludzkim" w języku angielskim. Syntezator mowy jest wykonany na układzie scalonym „Digitalker" produkcji National Semiconductor, zdolnym do ułożenia 120 słów. Sterowany jest głównym komputerem pokładowym satelity. Dane przekazywane tym sposobem są łatwe do odczytania w odbiorze bezpośrednim, chociaż pewnym utrudnieniem jest wpływ efektu Dopplera – dość szybka zmiana częstotliwości nośnej, zwłaszcza przy bliskozenitalnych przelotach satelity.

Satelita radioamatorski OSCAR-9 został zbudowany przez grupę konstruktorów z University of Surrey w Anglii (Martin Sweeting G3YJO, Ian Farebee G6BTU, Jerzy Słowikowski i Christine Sweeting G6APF) przy współpracy szeregu innych entuzjastów radiokomunikacji amatorskiej i techniki badań satelitarnych.

Na kołową, bliskobiegunową orbitę okołoziemską wprowadzony został OSCAR-9 6 października 1981 r. wraz z satelitą badawczym Solar Mesospheric Explorer (SME) za pomocą rakiety nośnej „Delta". Początkowa wysokość orbity około 534 km, a okres orbity około 95,5 min. Głównym jego przeznaczeniem jest badanie promieniowania i magnetyzmu w rejonach bliskobiegunowych oraz przekazywanie na Ziemię z opóźnieniem wyników pomiarów za pomocą nadajników pracujących w obrębie amatorskich pasm 3, 12, 70 cm oraz 2, 10, 14, 20 i 40 metrów.

SP9DH

Urządzenie alarmowe do samochodu

Urządzenie zostało zaprojektowane i wykonane do samochodu Polski Fiat 126P. Po niewielkich, zewnętrznych modyfikacjach może być zastosowane w innych samochodach. Układ jest uniwersalny, pewny w działaniu i pobiera niewiele prądu. Spełnia następujące funkcje:

- włącza alarm, z opóźnieniem 5 s, po otwarciu lewych drzwi,
- włącza alarm natychmiast po otwarciu pozostałych drzwi, bagażnika lub klapy silnika,
- sygnalizuje czuwanie mrugającą diodą elektroluminescencyjną,
- uruchamia światła awaryjne.

Włączenie alarmu polega na uruchomieniu w sposób przerywany (f ≅ 1 Hz), na okres około 1 minuty sygnału dźwiękowego i wszystkich świateł kierunkowskazów. Alarm włącza się i wyłącza ukrytym wyłącznikiem, przy otwartych lewych drzwiach; pozostałe drzwi, bagażnik i klapa silnika są zamknięte. Ze względu na konieczność rozładowania się kondensatorów w układzie, następne włączenie urządzenia jest możliwe dopiero po upływie co najmniej 20 sekund. Próba wcześniejszego włączenia może spowodować natychmiastowe zadziałanie alarmu. Po zakończeniu alarmu układ jest gotowy do przyjęcia następnego impulsu uruchamiającego.

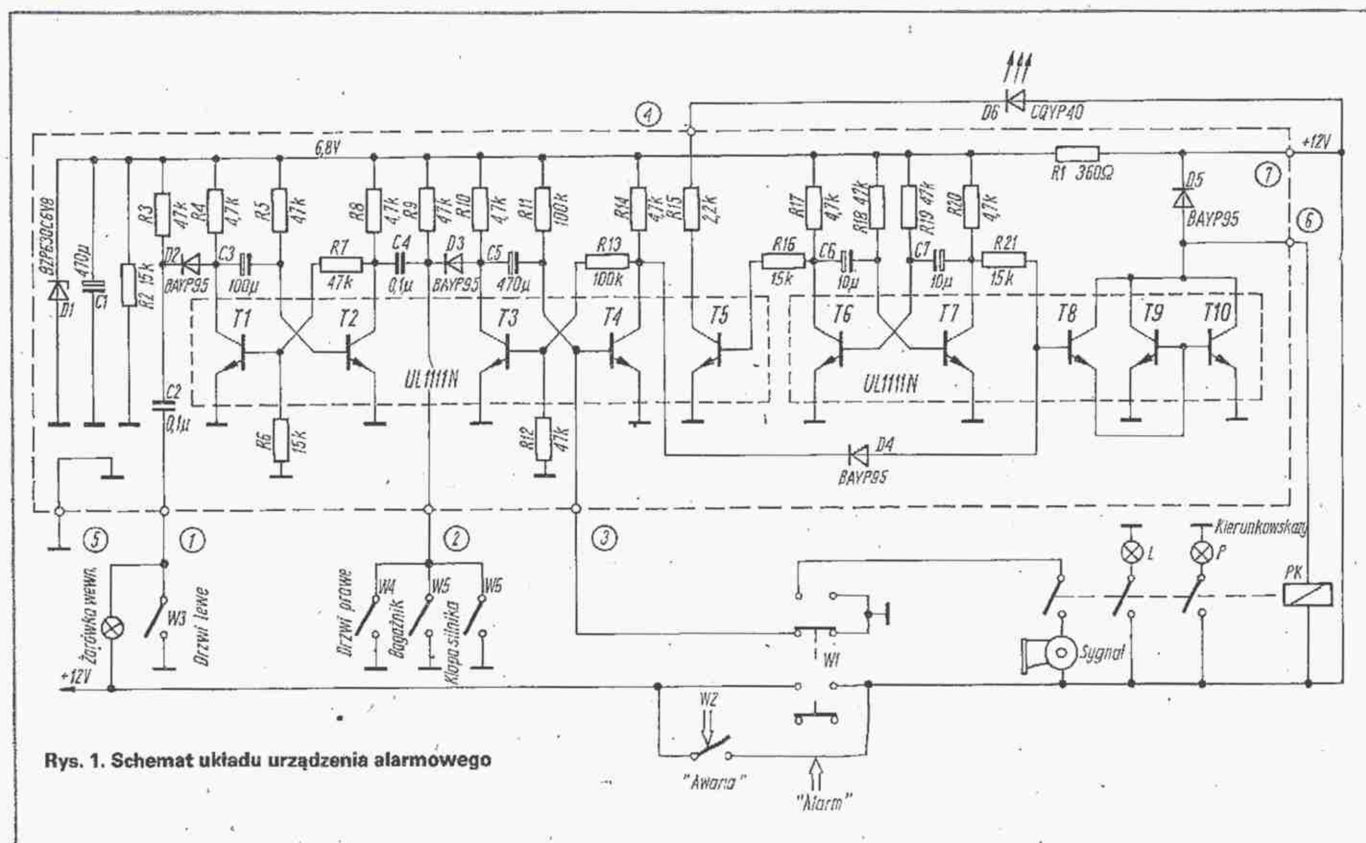
Schemat urządzenia alarmowego przedstawiono na rys. 1.

Przerywany sygnał alarmowy jest wytwarzany w multiwibratorze (tranzystory T6, T7) sterującym końcówką mocy (tranzystory T8, T9, T10), która uruchamia przekaźnik Pk. Podczas „czuwania" wejście stopnia mocy jest blokowane przez diodę D4 dołączoną do obwodu kolektora tranzystora T4 wchodzącego w skład drugiego przerzutnika monostabilnego (tranzystory T3, T4). W momencie alarmu przerzutnik ten wytwarza trwający ok. 60 s impuls „dodatni" (+6 V), odblokowujący multiwibrator z tranzystorami T6 i T7 natychmiast po otrzymaniu sygnału z wyłączników W4, W5 lub W6.

Włączenie alarmu opóźnionego o 5 s uzyskuje się za pomocą pierwszego przerzutnika (tranzystory T1, T2), który jest uruchamiany wyłącznikiem W3. Tranzystor T5, sterowany z drugiego wyjścia multiwibratora, zasila prądem impulsowym diodę elektroluminescencyjną D6 (świecącą czerwono), sygnalizującą czuwanie. Dioda ta może być mało widoczna w dzień, w ciemności wytwarza jaskrawe impulsy świetlne, z daleka ostrzegające o włączonym alarmie, zniechęcając do ewentualnych prób włamań.

Jedna para zestyków ukrytego wyłącznika W1 włącza „plus" zasilania, druga przełącza „minus" z bazy tranzystora T4, na zestyki sygnału dźwiękowego. Wyłącznik W2 umieszczony w widocznym miejscu, np. na płycie czołowej, uruchamia światła awaryjne. Włączenie go przy wyłączonym wyłączniku W1, uruchamia układ. Tranzystor T4 jest wtedy zablokowany, a sygnał dźwiękowy odłączony. W ten sposób pracujący w sposób ciągły układ uruchamia jedynie wszystkie światła kierunkowskazów.

W Fiacie 126P wmontowano dodatkowy wyłącznik w prawe drzwi (W4) oraz mikrowyłączniki w klapie silnika (W6) i bagażni-

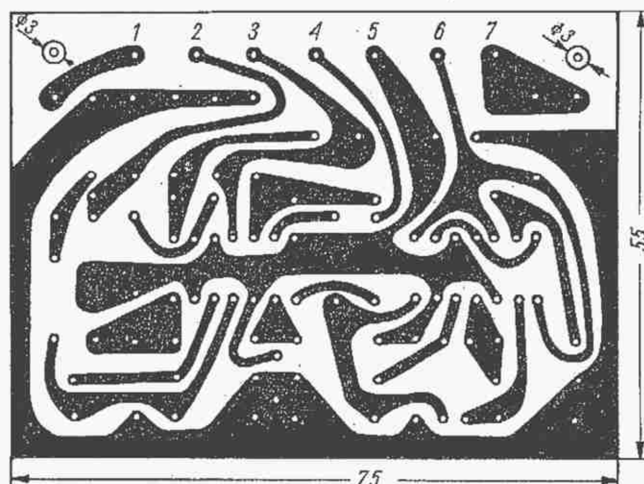


Rys. 1. Schemat układu urządzenia alarmowego

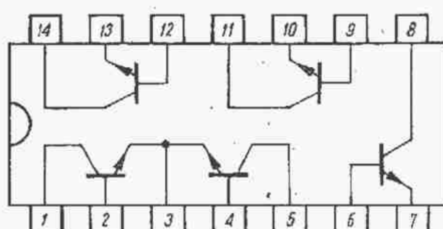
ku (W5). Niektóre samochody mają takie wyłączniki montowane fabrycznie. Zabezpieczenie bagażnika „malucha" jest szczególnie celowe, ponieważ bagażnik można dość łatwo otworzyć z zewnątrz.

W samochodach mających światła awaryjne nie jest potrzebne przerywanie zestykami wyłącznika W1 połączeń sygnału dźwiękowego. Należy jednak pozostawić obwód blokowania bazy tranzystora T4, gdyż skraca to znacznie czas rozładowania kondensatora C5 po wyłączeniu alarmu i przyspiesza możliwość jego ponownego włączenia. W takim przypadku niepotrzebny jest wyłącznik W2, a wyłącznik W1 może być jednosekcyjny.

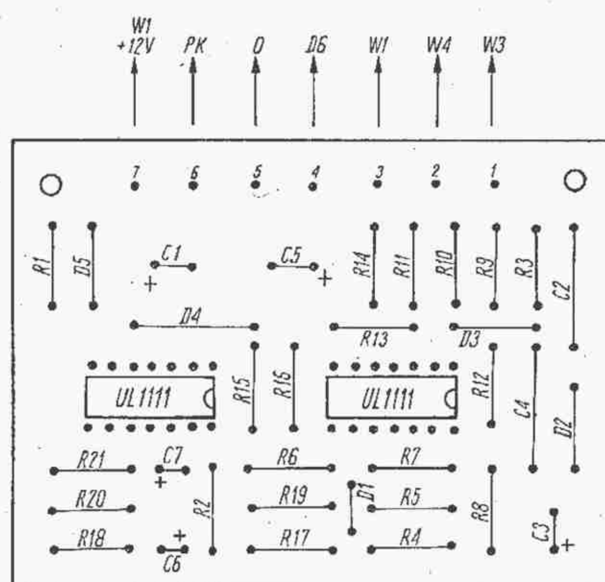
Urządzenie zawiera 10 tranzystorów typu n-p-n. Projektując układ oszczędniej można użyć 8 tranzystorów, np. diodę D6 umieszczając w obwodzie emitera tranzystora T6, a zamiast tranzystorów T9 i T10 użyć jednego o większej mocy. Oszczędności te nie są konieczne, układ będzie działał pewniej, jeśli użyjemy zamiast tych 10 tranzystorów – dwóch układów scalonych typu UL1111N, zawierających po 5 tranzystorów n–p–n (rys. 2).



Rys. 3. Schemat połączeń płytki drukowanej



Rys. 2. Rozmieszczenie wyprowadzeń tranzystorów w układzie scalonym UL1111N



Rys. 4. Schemat montażowy

Czas opóźnienia alarmu, czyli czas w którym kierowca powinien sam wyłączyć układ, wynosi 5 s; można go jednak regulować w szerokich granicach dobierając stałą czasową elementami R5, C3. Analogicznie: czas trwania alarmu, określony tu na około 60 s, jest zależny od stałej czasowej elementów R11, C5. Częstotliwość impulsów dobiera się stałymi czasowymi R18, C6 i R19, C7.

Przy uruchamianiu układu należy zwrócić uwagę, aby w momencie włączania zasilania wymuszony był pewien stan początkowy przerzutników; napięcia na kolektorach tranzystorów T2 i T4 powinny wynosić około 0 V. W przypadku, gdy napięcia początkowe w tych punktach zmieniają się, należy skorygować, jeśli nie ma błędów w montażu, dzielniki napięć R6, R7 i R12, R13 w takiej właśnie kolejności.

Układ zmontowano na płytce drukowanej. Schemat połączeń płytki przedstawiono na rys. 3, a schemat montażowy na rys. 4. Jako połączenia użyto złącza (wtyk–gniazdo) 9-zestykowego, typ 871, prod. ELTRA. Można tu użyć dowolnego złącza, co najmniej siedmiopołączeniowego lub pojedynczych złącz wsuwkowych, samochodowych. Dlatego też na rysunku płytki drukowanej nie przedstawiono dokładnie połączeń płytki ze złączem, gdyż będą one zależne od użytego złącza. Wszystkie wyjścia wyprowadzono na jedną stronę płytki.

W urządzeniu użyto przekaźnika R–15 prod. ŁUMEL (24 V/500 Ω) z trzema parami zestyków 5 A. Sprężyny przekaźnika lekko rozciągnięto, aby działał pewnie już od 9 V. Można tu jednak zastosować każdy inny przekaźnik 12 V, z trzema parami zestyków lub też 2 osobne przekaźniki do sygnału i do świateł.

Należy zwrócić uwagę na to, aby rezystancja obciążenia tranzystorów końcowych była większa niż 120 Ω.

Uwagi dotyczące zastosowanych elementów

Wyłączniki
W1 – podwójny, „błyskawiczny",
W2 – dowolny,
W3, W4 – samochodowe, drzwiowe
W5, W6 – mikrowyłączniki lub dowolne, zamykające się przy otwarciu bagażnika albo klapy

Rezystory: typu MŁT 0,25 W

W Fiacie 126P zalecane jest przeniesienie sygnału dźwiękowego z dołu podwozia samochodu do bagażnika. Osłabia to nieznacznie natężenie dźwięku na zewnątrz, ale za to zabezpiecza sygnał przed możliwością odcięcia przewodów od dołu przez złodzieja i bardzo skutecznie chroni przed korozją.

Całe urządzenie alarmowe po uruchomieniu i sprawdzeniu działania należy zamknąć w szczelnej obudowie lub zabezpieczyć odpowiednim lakierem przed działaniem wilgoci.

Jan Guziński

re przegląd wydawnictw

ELEKTRONIZACJA – zeszyt 16. Praca zbiorowa. Wydawnictwa Komunikacji i Łączności. Warszawa 1982. Nakład 5000 egz., str. 40, cena 45 zł.

Trzy czwarte zeszytu zajmują dwa artykuły dotyczące półprzewodnikowych przyrządów dużej mocy. W pierwszym z nich przedstawione są zasady i problemy pomiarów diod i tyrystorów dużej mocy. Szczególnie podkreślono wielkie znaczenie pomiarów w zakładach produkujących te przyrządy (poczynając od pomiarów międzyoperacyjnych wielowarstwowych struktur półprzewodnikowych). Przytoczono interesujące dane techniczno-ekonomiczne o tym, że koszty wykrycia uszkodzonego przyrządu wraz ze stratami są w eksploatacji 100 (i więcej) razy wyższe, niż koszty na poziomie zakładu produkującego, a koszty wykrycia braku w strukturze są 10-krotnie mniejsze od kosztu wybrakowania gotowego przyrządu. Opisane są specyficzne zagadnienia pomiaru wspomnianych przyrządów, niezbędna aparatura pomiarowa oraz metody pomiarowe w odniesieniu do różnych parametrów i przyrządów jako całość. W końcu poruszono zagadnienie testerów i automatyzacji pomiarów oraz wskazano na ważność rozwoju metrologii przyrządów półprzewodnikowych dużej mocy ze względu na coraz większą ich rolę w elektroenergetyce.

Drugi artykuł nosi tytuł: „Chłodzenie cieczowe półprzewodnikowych przyrządów dużej mocy". Diody i tyrystory o obciążalności kilkuset amperów powodują straty mocy od paruset do ponad 1000 W. Odprowadzenie takich wartości mocy za pomocą radiatorów i nawiewu powietrza jest nieracjonalne. Bardziej efektywne jest chłodzenie za pomocą takich cieczy, jak: woda, mieszanina etylenu-glikolu z wodą, olej transformatorowy i inne. Artykuł przedstawia kilka przykładowych rozwiązań konstrukcyjnych chłodzenia cieczą, zastosowanych przez takie firmy, jak: Siemens, General Electric Co., Westinghouse Electric Corp., AEG, SAAB i inne. Opisano krótko prowadzone w ZSRR prace nad wykorzystaniem parowania wody do zintensyfikowania chłodzenia diod i tyrystorów dużej mocy. Opisano również perspektywy wykorzystania rur cieplnych (nazywanych także przewodem cieplnym) do chłodzenia przyrządów półprzewodnikowych największych mocy. Podano obszerny wykaz literatury dotyczącej tematu.

W następnym artykule opisano analizator stanów logicznych systemów mikroprocesorowych. Analizator taki, skonstruowany w Przemysłowym Instytucie Elektroniki, jest przeznaczony do uruchamiania i diagnostyki systemów mikroprocesorowych, działających w oparciu o mikroprocesory typu UCY7880 (8080 A) i 8085 A. Systemy mikroprocesorowe, które mają współpracować z analizatorem, powinny być wyposażone w specjalne zunifikowane, 50-stykowe złącza diagnostyczne, umieszczone na tylnej płycie obudowy lub w innym dostępnym miejscu. W czasie pracy analizator przedstawia stan szyn badanego systemu oraz przechowuje w pamięci dane charakteryzujące przebieg ostatnich 32 cykli maszynowych badanego systemu. Komparator cyfrowy, wchodzący w skład analizatora, porównuje stan sygnałów ze stanem określonym uprzednio przez operatora. Analizator umożliwia wprowadzenie systemu badanego w stan pracy ciągłej lub krokowej, przy czym rejestrowany jest stan szyn badanego systemu z rozdzielczością do jednego cyklu maszynowego. Artykuł daje wystarczająco pełne wyjaśnienie możliwości skonstruowanego w PIE analizatora oraz może być przedmiotem zainteresowania elektroników zajmujących się diagnostyką systemów mikroprocesorowych.

Ostatni artykuł zawiera krótkie informacje o nowych elementach, podzespołach i urządzeniach, a mianowicie:
– elektronicznym bloku sterującym, opracowanym przez firmę AEG-Telefunken, który można nazwać „szefem kuchni", służy bowiem do kontroli i sterowania procesami pieczenia i gotowania;
– nowej generacji światłomierzy ciemniowych z mikroprocesorami i fotodiodami (firmy Gossen);
– zastosowaniu mikrokomputera do optymalizacji wyprzedzenia zapłonu w samochodzie;
– nowych mikroprocesorach firmy Intel: typ 8231 do realizacji obliczeń matematycznych, typ 2920-10 do przetwarzania sygnałów analogowych, typ 8087 – do przetwarzania danych.

Strona edytorska zeszytu – bardzo dobra.

ELEKTRONIZACJA – zeszyt 17. Praca zbiorowa. Wydawnictwa Komunikacji i Łączności. Warszawa 1982, Nakład 5000 egz., str. 48, cena 60 zł.

Artykuł pierwszy nosi tytuł: „Podzespoły półprzewodnikowe będące w handlu specjalizowanym między krajami zrzeszonymi w RWPG". Podana została krótka charakterystyka przemysłów półprzewodnikowych krajów RWPG (opisano kolejno przemysły: CSRS, LRB, NRD, SRR, WRL i ZSRR).

W kilku tablicach przedstawiono przegląd cyfrowych monolitycznych układów scalonych produkowanych i opracowywanych w krajach RWPG, obejmujący:
– układy logiczne realizowane w technologii TTL-S,
– układy logiczne realizowane w technologii TTL-LS,
– pamięci półprzewodnikowe realizowane w technologii TTL, TTL-S,
– pamięci półprzewodnikowe realizowane w technologii I^2L,
– pamięci półprzewodnikowe realizowane w technologii MOS, C-MOS,
– systemy mikroprocesorowe realizowane w technologii TTL-S,
– systemy mikroprocesorowe z jednostką centralną realizowane w technologii MOS.

Czytelnik polski jest zaskoczony bogatym asortymentem układów cyfrowych wytwarzanych w krajach RWPG, szczególnie, że są one trudno dostępne w handlu, a o informację techniczną też niełatwo.

W dalszej grupie tablic przedstawiono przegląd analogowych, monolitycznych układów scalonych, produkowanych i opracowywanych w krajach RWPG, a mianowicie:
– stabilizatorów napięcia,
– wzmacniaczy operacyjnych i komparatorów,
– układów do elektronicznego sprzętu powszechnego użytku.

Ostatnie dwie tablice dotyczą wybranych grup tranzystorów krzemowych wielkiej mocy, wielkiej częstotliwości i przełączających.

Analiza tablic wykazuje, że istnieje możliwość zaspokojenia wielu potrzeb krajowych produktami wytwarzanymi w krajach RWPG. Należy postulować importowanie przez nasz handel kilkunastu typów przyrządów półprzewodnikowych, szczególnie poszukiwanych przez amatorów-elektroników (w tej liczbie: stabilizatorów, szybkich wzmacniaczy operacyjnych, tranzystorów mocy na wyższe napięcia i innych).

Przedstawione dane stanowią cenny materiał informacyjny dla konstruktorów urządzeń elektronicznych.

Artykuł następny nosi tytuł: „Stan aktualny i zamierzania Naukowo-Produkcyjnego Centrum Półprzewodników odnośnie produkcji podzespołów półprzewodnikowych". Charakterystykę stanu produkcji i zamierzenia przedstawiono kolejno według podstawowych grup. Niżej podamy tylko najciekawsze informacje dotyczące przyszłości.

■ Diody. W 1983 r. planowane jest uruchomienie diod Zenera BZXP84C na napięcie stabilizacji 4,7...12 V. W opracowaniu znajdują się szybkie diody prostownicze BYP671-350 na napięcie wsteczne 350 V, o prądzie do 5 A.

■ Tranzystory. W 1983 r. przewiduje się uruchomienie produkcji tranzystorów typów: BF414, BF440 i BF441, zbliżonych do tranzystorów firmy Telefunken. Uruchamiana jest produkcja tranzystorów BF469-BF470 stanowiących parę komplementarną, przeznaczoną do wzmacniaczy wizji klasy B.

Do produkcji wdrażane są nowe tranzystory mocy:
– BDP491-BDP496 n-p-n i p-n-p o mocy P_{tot} = 125 W;
– BDP643-BDP650 w układzie Darlingtona n-p-n i p-n-p, o mocy P_{tot} = 62,5 W;
– BUP406-BUP407 o mocy rzędu 60 W, przeznaczone do układów odchylania poziomego w odbiornikach telewizyjnych przenośnych,
– BUP126 o mocy rzędu 75 W, przeznaczone do zasilaczy impulsowych w sprzęcie powszechnego użytku.

■ Elementy optoelektroniczne Przewiduje się poszerzenie asortymentu o kilka

ogłoszenia

Mikrofonowe wkładki krystaliczne 200 zł/szt. wysyła za pobraniem Zakład Elektromechaniczny, ul. Nawrot 45, 90-014 Łódź. EO/2/K/83

Mikrofonowe przystawki do akordeonów. Producent: Mechanika Precyzyjna, ul. Cyprysowa 13/15, 91-365 Łódź. EO/4/K/83

Telewizyjne głowice zintegrowane (typ ZTG) naprawiam. Roczna gwarancja. Mgr inż. Adam Skubis, ul. Karłowicza 2/7, 44-200 Rybnik (można przesłać pocztą). EO/105/K/83

Sprzedam radzieckie filtry elektromechaniczne EMF500 dla CW i SSB. Krzysztof Kołak, ul. Dzierżyńskiego 1c m 28, 05-300 Mińsk Maz. EO/195/K/83

Naprawiam telewizyjne głowice zintegrowane. Andrzej Kulibaba, ul. Andersena 2 m 6, 01-911 Warszawa. Informacje: tel. 35-57-80 w godz. 17,00–19,00. EO/269/K/83

Kupię układy AY-3-8610 oraz K2CC842A. Krzysztof Połoński, Grottgera 1/27, 76-100 Sławno. EO/274/K/83

Japońskie tranzystory z montażu produkcji Chitachi GS, 2SB i 2SA różnych parametrów oraz diody GAZ17 sprzedam. Wszystkie elementy sprawne techniczne. Jarosław Lisicki, ul. Krzemienieckiej 15/1, 80-448 Gdańsk-Wrzeszcz. EO/275/K/83

Sprzedam zagraniczne układy scalone. Z. Stefaniak, ul. Przodowników Pracy 11/10, 41-600 Świętochłowice. EO/276/K/83

Kupię palniki lampy błyskowej IFK 120 (kilka sztuk). Ireneusz Maciołek, 36-071 Trzciana 352, woj. Rzeszów. EO/287/K/83

Kupię lampę oscyloskopową 5ŁO38 lub B6S1. Cezary Popłonyk, ul. Osiedlowa 2/6, 62-031 Luboń. EO/295/K/83

Kupię AY-3-8610. Stanisław Jasica, 33-230 Szczucin. EO/296/K/83

Kupię kwarc 71...73 MHz. Dariusz Penkała, ul. Wyzwolenia 63, 44-237 Leszczyny-Stanowice. EO/297/K/83

Kupię „Re" nr 1, 2, 3, 4, 5, 6/1982, cały rocznik 1981, układ scalony AY-3-8610 nie używany. Kazimierz Macielak, Huta Komorowska 236, 39-462 Majdan Królewski. EO/298/K/83

Kupię rezonator kwarcowy 2^{15} Hz, układ scalony MC1201 nie używany i cztery wyświetlacze CQYP75. Oferty z ceną: Jacek Kawecki, ul. Tyniecka 11/37, 32-050 Skawina. EO/308/K/83

Kupię falomierz typu DFG-4, układ scalony 11C90DC, diody HP2800. Jacek Kaczmarek, ul. Czernika 1a m 55, 92-538 Łódź. EO/316/K/83

Kupię układ scalony AY-3-8610 nie używany. Tadeusz Zabawski, Al. 1000-lecia 9/7, 32-300 Olkusz. AE/317/K/83

Kupię 40673, wyświetlacze LED, tranzystory w.cz. i inne elementy do budowy KF i UKF. Kłobuch, Oś. Kopernika 2/99, 34-100 Wadowice. EO/322/K/83

Sprzedam wyświetlacze LED, wysokość 35 mm. Cena segmentu 900 zł. Janusz Woźnica, ul. Lampego 17/22, 43-100 Tychy. EO/323/K/83

Naprawa głośników krajowych i zagranicznych wszystkich typów. Przetwornik – przystawka „Rotor" do instrumentów klawiszowych, jak B1, B2, B11 itp. oraz strunowych dających brzmienie chóralne z pogłosem. Usługi osobiście lub pocztą „Radiomechanika", ul. Królewska 20, 05-230 Kobyłka k/Warszawy. EO/331/K/83

Poszukuję układu scalonego AY-3-8610 nowego wraz z podstawką DIl-28. Oferty z ceną proszę zgłaszać na adres: Włodzimierz Przybył, Stobiecko Miejskie, ul. Kopernika 30, 97-500 Radomsko. EO/307/K/83

Osoby znające projektowania, konstrukcje, technologie elektroniki, mechaniki i tworzyw sztucznych, inżynierów, techników i zaawansowanych radioamatorów przyjmę do pracy na cały etat przy konstrukcji, montażu, uruchamianiu urządzeń elektronicznych. Henryk Tkaczyk, ul. Strzelecka 6, Tomaszów Maz., telefon 43-00, telex 884493-Tomel.
Uwaga! Dla zamiejscowych zapewniony pokój i zwrot kosztów przejazdu. EO/99/K/83

Kupię tuner TSH-113 lub TSH-105. Marian Dawczyński, ul. Polna 26, 42-350 Koziegłowy. EO/343/K/83

Zestaw do samodzielnego wykonywania obwodów drukowanych (laminat, odczynniki, instrukcja) wysyłam za zaliczeniem pocztowym. Zestaw 245 zł. Zamówienia kierować: Krawczyński, 90-950 Łódź 1, skrytka pocztowa 344. EO/349/K/83

Informacja o TERMINARZU TECHNIKA

W związku z licznymi pytaniami PT Odbiorców edycji 1983 „Terminarza Technika" dotyczącymi przyczyn zarówno opóźnienia jego ukazania się jak i nie najwyższej jakości wykonania – zamieszczamy niżej pismo Dyrektora Zakładów Graficznych „Dom Słowa Polskiego" skierowane do Prezesa Naczelnej Organizacji Technicznej, wskazujące te przyczyny.
Niezależnie od tego – jeszcze raz – wszystkich PT Odbiorców „Terminarze Technika" przepraszamy za zaistniałe choć przez nas niezawinione nieprawidłowości.

Wydawnictwo NOT-SIGMA



Zakłady Graficzne
DOM SŁOWA POLSKIEGO
Przedsiębiorstwo Państwowe — Konto bankowe: NBP III O.M. Warszawa Nr 1036-6350
00-958 Warszawa, ul. Miedziana 11, tel. centr. 200281 telex: 813659 dsp pl

dr.inż. Aleksander Kopeć
Prezes
Naczelnej Organizacji Technicznej

Wasze pismo z dnia — Znak — Nasz znak — Data 22. [illegible]

Sprawa dot: kalendarzyka NOT

W związku z kłopotami powstałymi przy produkcji kalendarza NOT na rok 1983, uprzejmie informuję Obywatela Prezesa, że w pełni zdajemy sobie sprawę ze skutków znacznego opóźnienia dostawy, a tym samym niezrealizowania w terminie umowy. Powodem opóźnienia jest złe wykonanie przez naszego kooperanta, Kaliską Drukarnię Akcydensową, druku i łamania arkuszy, co spowodowało nieprzyjęcie przez wydawcę nakładu.

Zdając sobie sprawę z ważności tego tytułu podjęliśmy natychmiast działanie, aby dodrukować i uzupełnić nakład do końca stycznia 1983 r.

Za kłopoty wynikłe z powyższych powodów, przepraszam Obywatela Prezesa, a na Pańskie ręce wszystkich odbiorców kalendarza

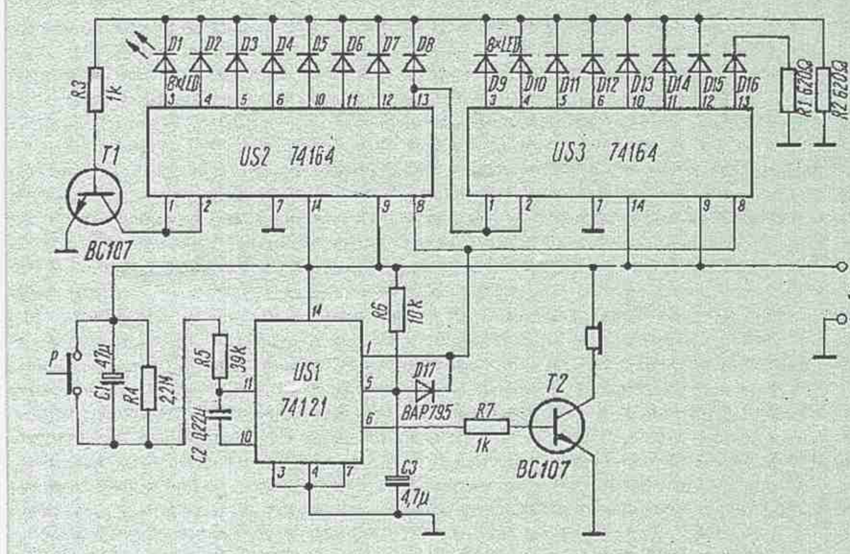
mgr inż. Bohdan Kuliński

Elektroniczna ruletka

Opublikowany w numerze 7–8/1981 „Re" projekt elektronicznej ruletki zachęcił mnie do wykonania podobnej zabawki. Duży koszt elementów, a przede wszystkim trudność w zdobyciu układu scalonego UCY74154 zmusiły mnie do zastosowania nieco innego rozwiązania układu. Za podstawę projektu przyjąłem użycie jak najmniejszej liczby elementów, co wiąże się z minimalizacją kosztów.

Układ ruletki (rys. niżej) składa się z generatora impulsów taktujących, wykorzystującego układ scalony UCY74121, opisany w nrze 7–8/1981 oraz z bloku rejestrów. Zastosowałem rejestry 74164 z wpisywaniem szeregowym.

Do wyjść rejestrów przyłączone są diody LED załączane kolejno, co wywołuje optyczny efekt „wirującej kulki". Załóżmy, że w stanie początkowym na wyjściach rejestrów są logiczne „0", tranzystor T1 jest odcięty i na wejścia programujące US2 jest doprowadzany stan logiczny 1. Do wejść taktujących zostaje doprowadzony ciąg impulsów. Po pierwszym impulsie tranzystor T1 zaczyna przewodzić i do wejść programujących US2 wpisywane są logiczne 0. Tranzystor T1 przewodzi, gdy przewodzą (świecą) diody D1...D15.



Gdy zaświeci dioda D16, tranzystor T1 zostaje odcięty i na wejścia programujące wpisana zostanie znowu 1. Proces ten będzie powtarzał się cyklicznie w czasie pracy generatora impulsów taktujących.

Gdy generator przestanie pracować, wówczas świecić się będzie jedna przypadkowo wybrana dioda. Do ponownej pracy pobudzamy generator chwilowym zwarciem przycisku P. Do wyjścia generatora został dołączony tranzystor T2 oraz słuchawka telefoniczna wytwarzająca akustyczny efekt „wirującej kulki".

Układ można dowolnie rozbudować uzyskując dowolną liczbę świecących diod, pamiętając o zasadzie aby ostatniej diody nie dołączać do bazy tranzystora T1. Wartość rezystorów R1 i R2 zależy od rodzaju użytych diod, lecz nie powinna być mniejsza niż około 120 Ω.

Układ ruletki powinien być zasilany napięciem stałym 5 V, ale zasilanie z baterii płaskiej jak i z czterech baterii R6 nie przyniosło zasadniczych zmian w pracy układu.

Układ modelowy zmontowałem na płytce o wymiarach 65×90 mm. Całe urządzenie wraz z zasilaniem umieściłem w obudowie plastykowej o wymiarach 74×150×42 mm.

Paweł Piecho

Cd. ze str. 32

nowych typów, szczególnie w elementach przeznaczonych do zdalnego sterowania i automatyki.

Cyfrowe układy scalone. Wchodzą do produkcji układy realizowane w technologii TTL-S i TTL-LS, m. in.:
– pamięci UCY74S287, PROM o pojemności 256×4 bitów, odpowiednik funkcjonalny firmy Intel 3601;
– układy do systemu mikroprocesorowego, takie jak: UCY74S405N, dekoder 1 z 8; 8-bitowa bramka we-wy; 4-bitowy nadajnik/odbiornik; UCY74S424N, generator impulsów, odpowiednik firma Intel 8224; UCY74428N, kontroler systemu i dwukierunkowy bufor magistrali danych, odpowiednik funkcjonalny firmy Intel 8228;
– pamięci, takie jak: MCY7116NA, pamięć RAM dynamiczna o pojemności 2048×8 bitów, odpowiednik funkcjonalny MCM5417 firma Motorola oraz kilka pamięci 512×8 bitów;
– kilka typów układów zegarowych do sprzętu powszechnego użytku;

W technologii MOS-LSI wchodzi do produkcji kilka układów zegarowych do sprzętu powszechnego użytku.

Układy analogowe. Do ciekawszych układów, które zostaną wprowadzone do produkcji zaliczyć można:
– nowe wzmacniacze mocy w obudowie Pentawat;
– układ UL1621N przeznaczony do dekodowania sygnałów stereofonicznych, odpowiednik funkcjonalny układu TCA4500A firmy Motorola;
– kilka układów do systemów odchylania w odbiornikach telewizyjnych;
– kilka układów przeznaczonych do układów sterowania;
– kilka bardzo potrzebnych układów zasilających, takich jak np.: przetwornica do zasilania warikapów (UL15210L), stabilizator napięcia 5 V/1,5 A, uniwersalny stabilizator napięcia i inne.

Należy podkreślić, że zacieśniana jest współpraca z producentami elementów półprzewodnikowych w innych krajach RWPG, mająca na celu racjonalną specjalizację produkcji.

Wszelkich informacji o produkowanym i wdrażanym do produkcji asortymencie udziela Zakład Marketingu i Zastosowań NPCP.

W trzecim artykule zeszytu opisano ogólnie analizatory stanów logicznych służące do diagnostyki nowoczesnych systemów cyfrowych. W artykule opisano: zakres zastosowań analizatorów logicznych, rodzaje analizatorów logicznych, charakterystykę struktur tych analizatorów, zadania głównych bloków funkcjonalnych oraz perspektywy rozwoju konstrukcji tych urządzeń. Artykuł interesujący, na wysokim poziomie rozeznania problematyki. Przedstawiono w tablicy zestawienie kilku typów znanych analizatorów logicznych, produkowanych przez światowe firmy takie jak: Philips, Tektronix, Hewlett-Packard, Biomation.

Zeszyt jako całość jest bardzo interesujący dla profesjonalistów zajmujących się konstruowaniem urządzeń i sprzętu profesjonalnego oraz sprzętu powszechnego użytku.

Strona edytorska zeszytu na bardzo dobrym poziomie.

A.W.